elektor

N.º 18
noviembre 1981
175 PTAS.

electrónica: técnica y ocio

COROSINT
un sencillo sintetizador musical

voltímetro digital

gong DQL

sumario

sumar
suma
sum
su





elektor 18

año 2, núm. 18 **noviembre 1981**

Redacción, Administración y Suscripciones: Villanueva, 19, 1.° Teléf. 276 08 23. Madrid-1
Edita: Ingelek, S.A.
Presidente: Ernesto Medina Muñoz
Director: Antonio M. Ferrer Abelló
Redactor jefe de la edición internacional: Paul Holmes
Cuerpo de redacción: Redactores técnicos: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, E. Krempelsauer, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven
Colaboradores: J. Ignacio Alegría, Miguel Maroto, Francesc Lara
Publicidad: Jefe de publicidad, Jorge Oviedo Villanueva, 19. Teléf. 435 94 15. Madrid-1
Fernando Yunta. Recoletos, 1. Teléf. 276 12 07. Madrid-1
José Suárez Villarroel, 191. Teléf. 239 18 58. Barcelona-36
Impresión: Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32
Director administrativo: Alberto Leonard
Contabilidad: María Antonia Buitrago
Suscripciones: Inmaculada de la Torre
Lista de precios:
Número sencillo 175 Número doble 350
Números atrasados Precio de portada
Colección 1980 (6 números) 1.120
Suscripción por un año, España, Portugal, Gibraltar y Andorra
correo de superficie 2.000
Suscripción por un año, extranjero
correo de superficie 2.800
correo aéreo 3.500
La revista Elektor tiene carácter mensual, publicándose cada año 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.
Depósito legal: GU. 3-1980
ISSN 0211-397X

CORRESPONDENCIA
Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT	Consulta técnica	S	Suscripciones
DR	Director	RA	Revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	ESS	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	P	Publicidad
SC	Servicio comercial	SLE	Servicio Libros de Elektor

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante. En caso contrario no se atenderá la consulta.





claves

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores
A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

- Cuando se indica **741 se entiende que** se hace referencia a: µA 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

- TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CEO}, máx.	20 V
I_C, máx.	100 mA
h_{FE}, mín.	100
P_{tot}, máx.	100 mW
f_T, mín.	100 mHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.
Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

- DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.
Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

- Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (−8, −9)
BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (−8, −9)
BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias y condensadores
En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico)	$= 10^{-12}$
n (nano-)	$= 10^{-9}$
µ (micro-)	$= 10^{-6}$
m (mili-)	$= 10^{-3}$
k (kilo-)	$= 10^{3}$
M (mega-)	$= 10^{6}$
G (giga-)	$= 10^{9}$

Ejemplos:
— Valores de resistencia:
2k7 = 2700
470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.
— Valores de capacidades:
4p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047F
10 = 0,01 µF = 10^{-8}F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida
Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, 20 K Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna
Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

"U" en vez de "V"
Se emplea el símbolo internacional "U" para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo "V", que se reserva para indicar voltios.
Ejemplo: se emplea U_b = 10 V, en vez de V_b = 10 V.

Servicios ELEKTOR para los lectores
Circuitos impresos:
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso . Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:
Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

Cambio de dirección:
Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)
Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

Los visualizadores de cristal líquido son una alternativa económica a los conocidos LED. Combinan una alta legibilidad con una gran versatilidad. Sin embargo, en lo que concierne a los aficionados, el veredicto está todavía en suspenso. Esto se debe a que, hasta muy recientemente, los visualizadores LCD han sido caros y difíciles de obtener y eran complejos de utilizar. Ahora al fin, se hallan en una nueva fase de desarrollo y los precios han bajado espectacularmente.

visualizadores LCD

Muy poca corriente produce un gran contraste. La ilusión óptica más conocida del mundo.



Durante los últimos dos años los visualizadores de cristal líquido (LCD) han ido alcanzando a sus homólogos LED. De hecho, casi parece como si los LED fueran a considerarse pasados de moda. Esto no es extraño si se comparan ambos tipos de visualizador. Los LCD consumen aproximadamente 1.000 veces menos corriente que los LED.
El contraste con luz fuerte mejora en lugar de empeorar. Además, los LCD son extraordinariamente versátiles. Pueden ser transparentes y adoptan una gran variedad de tamaños y formas.
Antes de poder aprovechar las ventajas citadas hubo que resolver algunos problemas iniciales. Esto se consiguió, con el resultado de que ahora se producen masivamente LC-Ds de alta calidad, con una vida útil y una excursión de temperaturas ya satisfactorias.
Uno de los efectos beneficiosos de la mejora en la calidad de este producto es el aumento de la demanda industrial, encontrándose, por tanto, más fácilmente en el mercado al detall.

El interior de los LCD

No se necesita un conocimiento detallado de la historia tecnológica de los LCD para usarlos.
Remitimos a los lectores interesados en este aspecto particular, a la bibliografía reseñada al final de este artículo.
Un visualizador LCD consiste básicamente en dos plascas de cristal muy finas entre las cuales hay una capa de cristal líquido de 10 mm. de grosor. Esta capa tiene una estructura molecular cristalina que es capaz de cambiar bajo la influencia de un campo eléctrico. Según en que dirección se organicen las moléculas, la capa de cristal líquido se hace transparente o reflectante. La superficie interior de las dos placas de vidrio está recubierta de una capa conductora transparente constituyendo los electrodos. Un voltaje aplicado a ellos crea un campo eléctrico que hace cambiar de orientación a las moléculas de cristal líquido. El plano afectado (por ejemplo, un segmento de un visualizador digital) altera entonces su transparencia.
La figura 1 muestra la contrucción básica de un LCD. Debemos mencionar las capas de SiO2 indicadas en la figura. Su misión es aislar los electrodos de los efectos del cristal líquido y los dos polarizadores (discos-filtro polarizantes). La alineación de la estructura cristalina es tal que su transparencia no cambia hasta que se aplica un voltaje. La organización de las moléculas del cristal en el campo eléctrico, se muestra en la figura 1. Cuando circula una corriente (alterna) entre los dos electrodos, las moléculas de cristal se disponen horizontalmente. Como puede verse, la mitad inferior no recibe corriente y, por tanto, los cristales líquidos adoptan una configuración vertical.
En un LCD reflectante, se colocan a un lado y al otro de la capa de cristal líquido, un polarizador horizontal y otro vertical, perpendiculares entre sí (es decir, girados 90°). si no aplicamos tensión, la luz polarizada verticalmente que incide sobre el frente de la célula (A), sigue la rotación de la orienta-

ción cristalina según la atraviesa, hasta quedar polarizada en sentido horizontal, girando, por tanto, 90°.
Esta luz pasa a través del filtro de polarización horizontal hasta el reflector (E); éste la devuelve a través de la célula, girando de nuevo 90° y saliendo del LCD a través del polarizador vertical.
Sin embargo, si alguno de los segmentos del visualizador se halla energizado (ver figura 2b), las moléculas cristalinas de este segmento se alinean siguiendo el campo eléctrico. Por tanto no se produce rotación. La luz polarizada verticalmente que atraviesa los segmentos energizados no puede atravesar el filtro horizontal, sino que es absorbida por el. Por tanto, estos segmentos aparecen como imágenes oscuras sobre un fondo claro. Las cosas son diferentes cuando se usa como reflector un espejo semitransparente (figura 3 b). El resultado es un visualizador «transflectivo» que se puede iluminar tanto desde delante como desde atrás. Cuando el consumo de corriente carece de importancia (equipos conectados a la red, por ejemplo), la fuente luminosa situada tras el visualizador puede estar encendida permanentemente. Si la iluminación exterior es mayor que la intensidad luminosa producida por la fuente de luz del equipo, el visualizador funciona en modo reflectante. Si la luminosidad exterior es menor, se produce una «transiluminación» o transmisión.
También hay visualizadores que funcionan exclusivamente con una fuente luminosa interna, es decir, produciendo transmisión de la luz sin reflector (ver figura 3c). Estos son llamados visualizadores transmisivos. El desarrollo acutal parece favorecer a los visualizadores reflectantes y transflectivos, mientras tiende a relegar los del tipo transmisivo. Los primeros casi siempre aparecen como caracteres oscuros sobre fondo claro, mientras que los del tipo transmisivo ofrecen caracteres transparentes sobre fondo opaco (oscuro).

Características

La característica fundamental del LED es el brillo, mientras que en los LCD es el contraste el principal criterio de legibilidad. El contraste entraña una razón claro/oscuro de la brillantez del segmento en los estados «encendido» y «apagado», visto desde el mismo ángulo y con una iluminación exterior constante. Esta proporción es de 1:10 a 1:20. Un buen ejemplo de este efecto es el texto de esta revista, donde el contraste blanco/negro es fuerte. Existen también otras proporciones operativas que son utilizadas para definir el contraste, se trata principalmente del ángulo de observación y del tipo de excitación estático o multiplexado). El ángulo de observación se muestra en la figura 4. Los visualizadores LCD alcanzan un ángulo de visibilidad de 160° con un cociente claro/oscuro de 1:3. El contraste también depende de la tensión. Para un contraste máximo, se requiere una cierta intensidad de campo entre los electrodos del segmento y el electrodo de la placa posterior, la cual exige un voltaje determinado.
La figura 5 muestra la curva típica de la in-

1

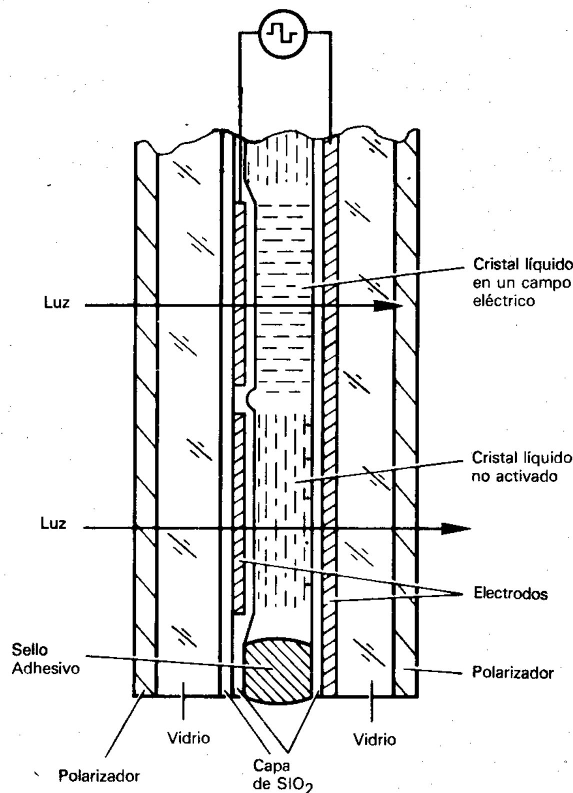


Figura 1. Estructura básica de un LCD. La capa de cristal líquido está encerrada herméticamente entre dos placas de vidrio.
Las placas de vidrio contienen electrodos conductores transparentes. Como se muestra en el gráfico, la orientación de las moléculas cambia bajo la influencia de un campo eléctrico. En combinación con los filtros polarizadores adheridos exteriormente, el «vuelco» de las moléculas entre los electrodos activados causa un cambio en la transparencia del segmento correspondiente.

2

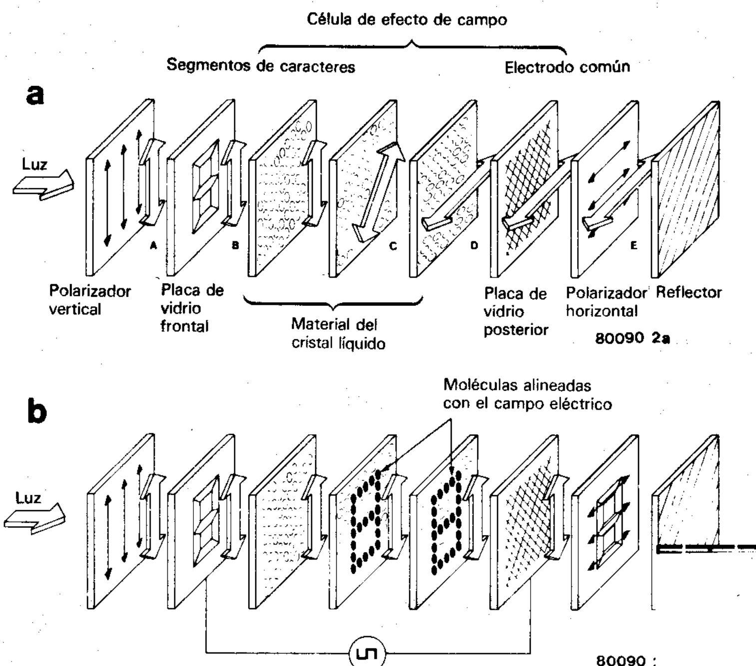


Figura 2. Según la posición de los filtros polarizantes sucede lo siguiente:
Figura 2a. En un LCD reflectante sin activar los segmentos son transparentes ya que los filtros son perpendiculares. La luz polarizada es girada 90° por el material del cristal líquido.
Figura 2b. Los segmentos activados se vuelven opacos (oscuros) ya que los filtros forman ángulos rectos. En los segmentos excitados no se produce rotación de la luz.

3

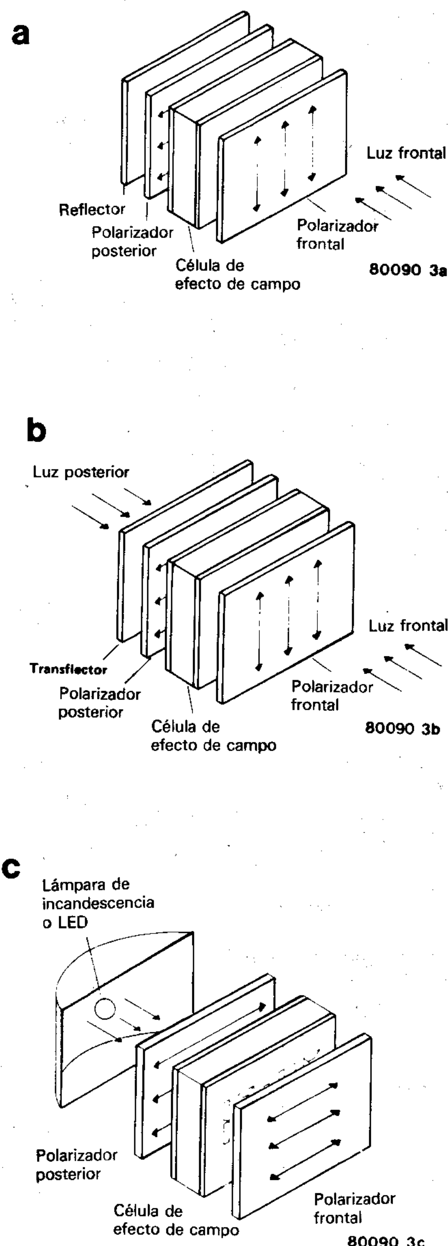


Figura 3. Hay los siguientes tipos de LCDs, según la construcción del visualizador:
Figura 3a. Reflectante. Se ha incorporado un reflector en la parte trasera.
Figura 3b. Transfectivo. Un reflector semitransparente permite también la iluminación desde atrás.
Figura 3c. Visualizador transmisivo. La fuente luminosa es interna.

4

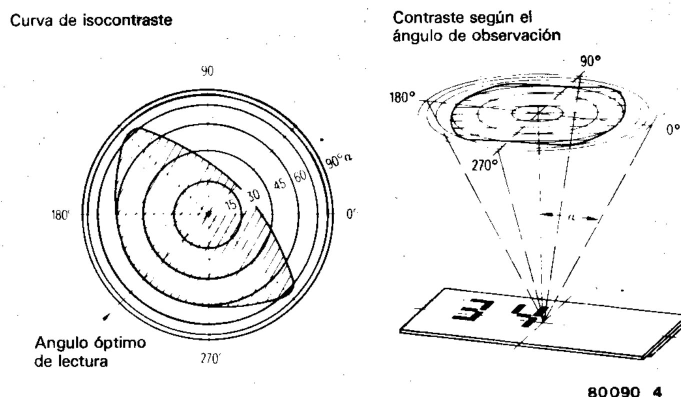
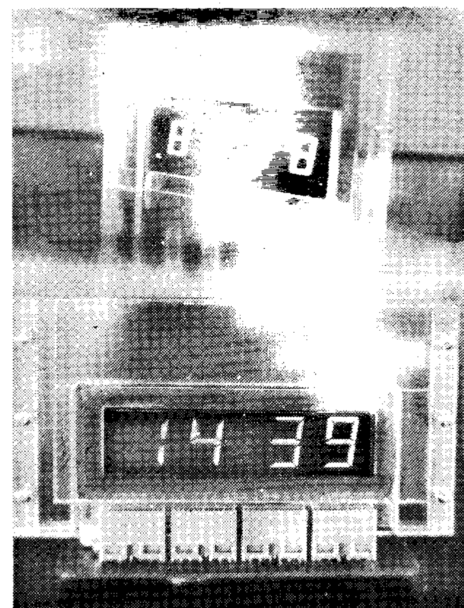


Figura 4. El contraste producido por un LCD, depende del ángulo de observación. Esto se ilustra en las curvas de isocontraste.



tensidad del contraste en relación a la tensión del segmento. Cuando el voltaje aumenta, las moléculas de cristal líquido se van realineando gradualmente. El contraste a un cierto voltaje depende del porcentaje de moléculas sometidas al campo eléctrico que ya han cambiado su orientación. Cuando el contraste es máximo este porcentaje debe aproximarse al 100 por 100. Si el voltaje sigue aumentando, el contraste tiende a permanecer constante. Esto puede ser una desventaje si se pretende usar para aplicaciones multiplexadas. En contra del multiplexado de los visualizadores LCD está la no compensación de un período de encendido más corto (análogo al aumento de la corriente en los segmentos de los LEDs).
El nivel de tensión de funcionamiento se puede fijar libremente. Por una parte queda determinado por el material básico empleado y por otra, por la densidad de la capa de cristal líquido. Cuanto más fina sea la capa, mayor será la intensidad de campo (para un mismo voltaje) y menor la tensión de funcionamiento necesario. Hoy día se diseñan los LCD con tensiones de funcionamiento que van desde 1,5 V a 20 V. La curva de contraste de la figura 5 varía con la temperatura. A mayor temperatura se obtiene el mismo contraste con menor voltaje. Si la temperatura baja sucede lo contrario: la curva se aplana. Debemos advertir que también esto puede causar problemas en un sistema multiplexado.
El tiempo de conmutación de un LCD depende del voltaje y la temperatura. La figura 6a muestra la variación en el tiempo del contraste cuando se «enciende» y se «apaga». En ella se ve un tiempo de encendido relativamente largo (t_d en la figura) de 100 ms., antes de que pueda observarse algún cambio en el contraste. Para que el contraste alcance el 90 por 100 de valor máximo se requieren otros 70 ms. (t_r). Cuando se apaga, el contraste comienza a desvanecerse inmediatamente, pero se necesitan alrededor de 230 ms. (t_f.) para que desaparezca. Según el tipo de material empleado el tiempo de encendido se puede acortar considerablemente, mientras que el tiempo de apagado sólo puede alargarse ligeramente. La temperatura también es un factor importante. En general, en un ambiente cálido,

5

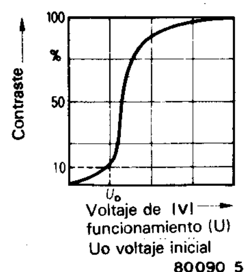


Figura 5. Intensidad del contraste en relación al voltaje del segmento. Al exceder el voltaje inicial Uo, el contraste aumenta muy rápidamente hasta un máximo, más allá del cual se consigue muy poca mejoría.

6

a

b

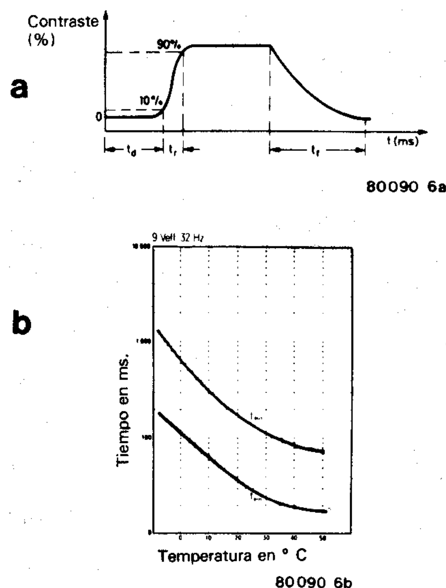


Figura 6. Curva típica de contraste de un LCD cuando se enciende y se apaga. Se caracteriza por una demora larga al ser encendido, un crecimiento relativamente rápido y una disminución lenta del contraste. Aumentando la tensión de control se reduce notablemente el tiempo de encendido (demora + crecimiento). Sin embargo, el tiempo de apagado sólo se alarga ligeramente.
Figura 6b. Cuando la temperatura baja, los visualizadores LCD conmutan siempre más lentamente.

7

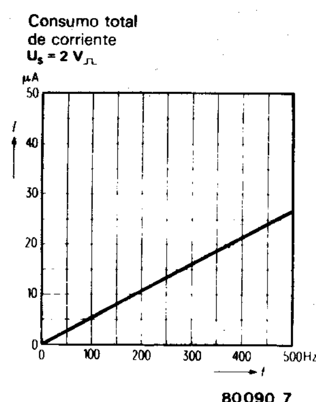


Figura 7. El consumo de corriente en los LCD es una función lineal de la frecuencia.
Los segmentos representan una carga capacitiva.

los visualizadores LCD conmutan más rápidamente (ver figura 6b).

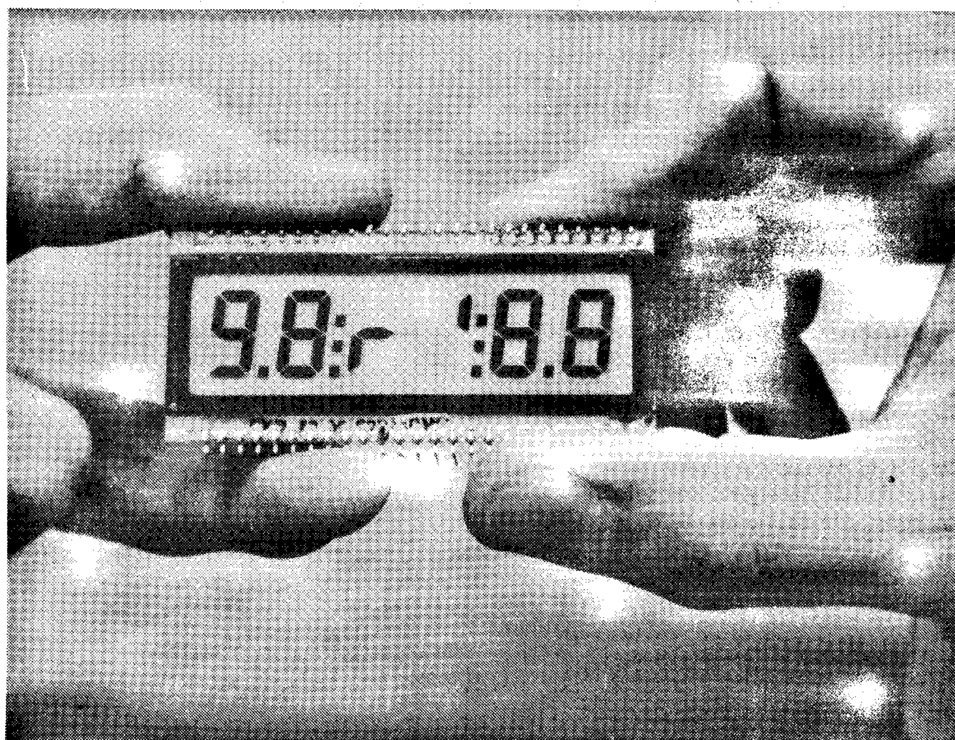
Vida útil y margen de temperatura

Ambos aspectos están íntimamente relacionados. Se ha discutido mucho sobre la vida útil de los LCD, y actualmente los fabricantes son muy optimistas en este aspecto. Pero realmente, ¿qué es vida útil? Todo depende del tipo de visualizador empleado (reflectivo, transmitivo o transflectivo). Aunque una disminución del 50 por 100 en el contraste nos da los resultados más variados, suele entenderse como vida útil el número de horas de funcionamiento hasta que se produce esta pérdida de contraste.
Independientemente de como se defina la vida útil, lo cierto es que en los últimos años se han hecho grandes progresos. Una expectativa de 50.000 horas de vida (casi 6 años de funcionamiento) es ahora normal. En los primeros estadios de su desarrollo surgieron problemas que afectaban a las resistencias de los LCD a la luz ultravioleta, la humedad y el polvo. Como las placas de vidrio se solían unir por medio de adhesivos, el cristal líquido no quedaba sellado herméticamente y la vida útil quedaba reducida a uno o dos años solamente. Esto se resolvió usando un material laminado especial para el vidrio. Recubriendo las placas con una fina capa de cuarzo, no se estropea el cristal líquido y al mismo tiempo se aislan de él los electrodos.
Ahora se investigan sustancias más estables para ampliar el margen de temperaturas y mejorar los tiempos de conmutación. La estabilidad química de algunos de los cristales líquidos más recientes es tal, que ha permitido volver a usar la antigua técnica de los adhesivos. Esto es un paso importante en el camino hacia los visualizadores de gran superficie del futuro.

Desgraciadamente, los polarizadores no han experimentado un desarrollo similar. La polarización de la luz tiene lugar en una película de alcohol polivinílico que se extiende al máximo y se empapa con un compuesto de yodo. La película es muy fina (25 μ m) y debe unirse a una lámina portadora. Los polarizadores tienden a decolorarse a altas temperaturas y en ambientes húmedos lo cual produce una pérdida de contraste. Una solución sería un LCD con cristal solar (polarizado más oscuro). La utilización de una lámina protectora impermeable y de procesos mejorados de adhesión y solidificación permitiría que los polarizadores estuviesen bien protegidos contra la humedad.

Temperaturas de funcionamiento y de almacenamiento

Como hemos mencionado antes, el funcionamiento de los LCD se hace más lento al bajar la temperatura. A temperaturas alrededor de -10° llegan a congelarse con el resultado de que el cristal líquido se solidifica. En el otro extremo de la temperatura, el líquido se va haciendo más claro hasta perder su estructura cristalina. Debemos distinguir entre los límites de temperatura de funcionamiento y de almacenamiento. Si la temperatura de funcionamiento sobrepasa el límite, el visualizador deja de funcionar, pero solamente cuando se exceden los límites de temperatura de almacenamiento se produce un daño definitivo.
El cristal líquido usado en la actualidad tiene un margen de temperatura de funcionamiento cuyo límite inferior oscila entre -5° y -15° C y su límite superior entre 40° y 60° C. Los límites de temperatura de almacenamiento son de -12° a -40° C el inferior y de 60° a 85° C el superior (según el cristal líquido utilizado).



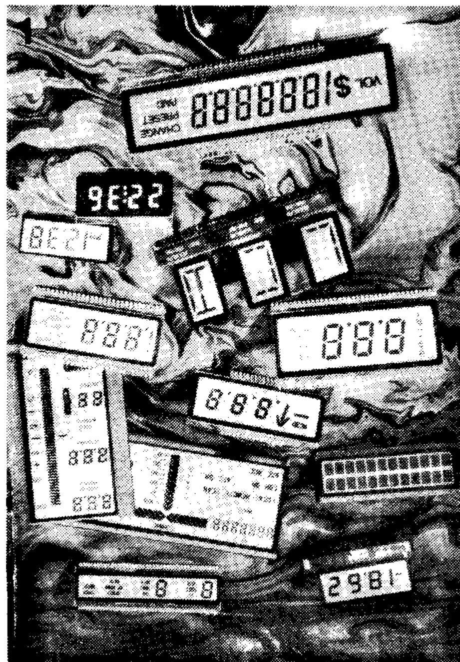


Foto 1. Los visualizadores LCD adoptan gran variedad de formas y tamaños.

2

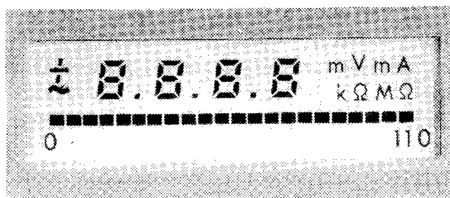


Foto 2. Una combinación de valores analógicos y digitales medidos usando visualizadores LCD.

Control de la tensión

Los segmentos de un LCD se activan mediante la aplicación de una tensión alterna cuya frecuencia debe ser mayor de 30 Hz (para impedir el parpadeo). Esto es esencial y no existe diferencia entre si los electrodos están aislados de los efectos del cristal líquido o no. Si no están aislados la aplicación de un voltaje de corriente continua producirá una electrólisis destruyendo los electrodos. Si los electrodos están realmente aislados, sólo se producirá un desplazamiento de los iones del cristal líquido. Esto anula el campo eléctrico y el visualizador se apaga en el acto.
Si la alimentación es C.C. (por ejemplo, una pila), hay que generar una onda de C.A. mediante un oscilador. Para impedir un parpadeo visible la frecuencia está limitada por abajo. El límite superior está fijado por la resistencia de los electrodos y la capacidad de los segmentos del visualizador (la constante de tiempo R C). En un circuito equivalente un segmento LCD representa la conexión en paralelo de un condensador C y una resistencia R de valor alto. La capacidad es determinada principalmente por el tamaño de la superficie del segmento. Por ejemplo, la capacidad por dígito depende de la altura de éste y del material del cristal líquido y varía entre 150 pF

8

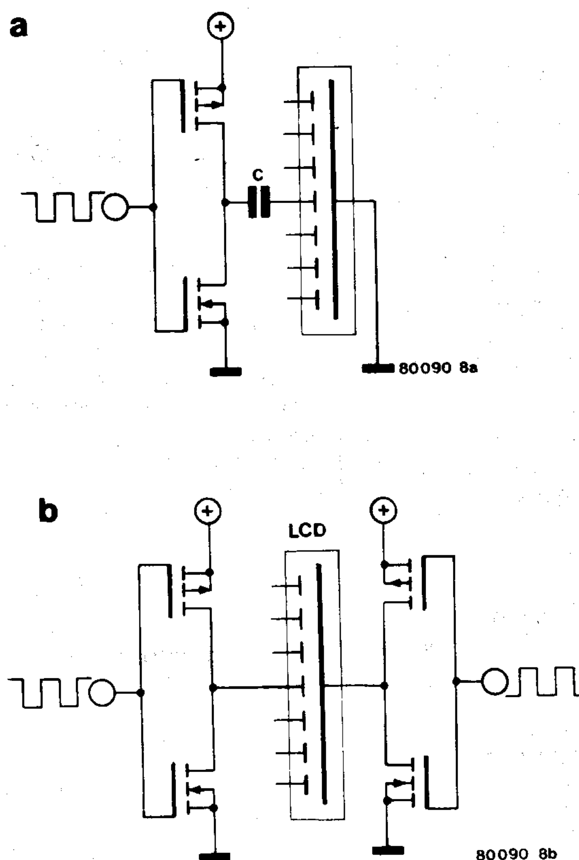
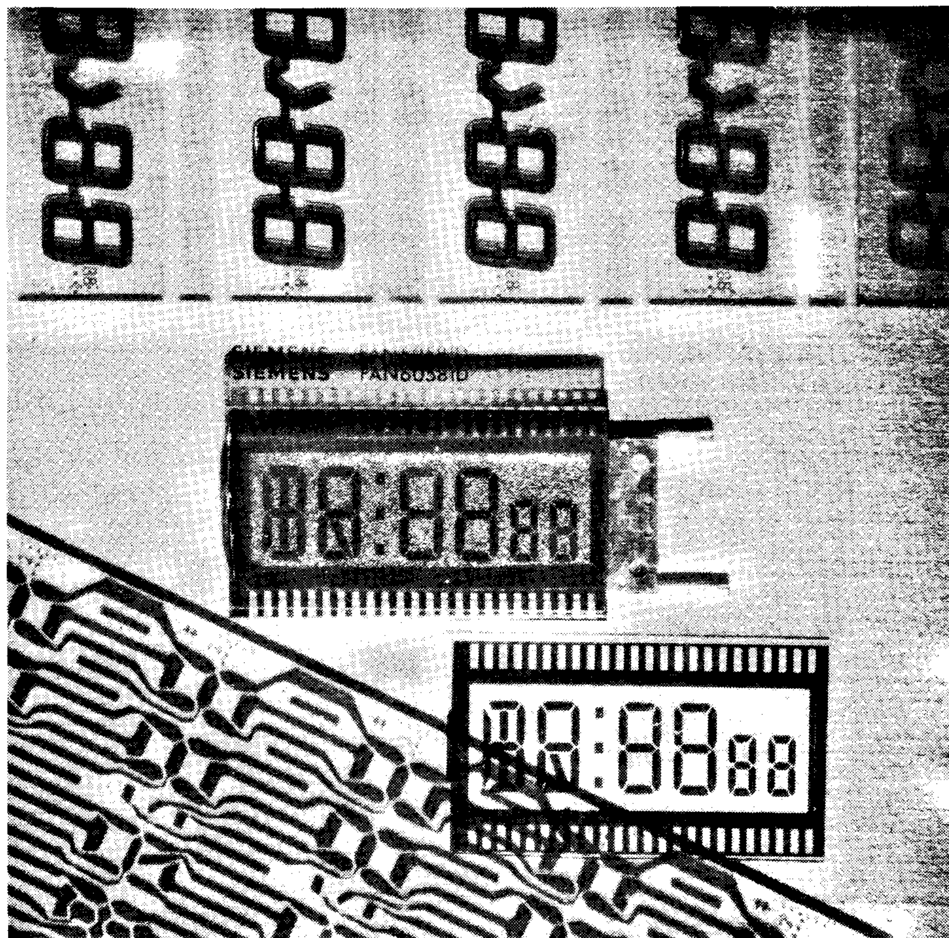


Figura 6. Circuitos de control directo.
Figura 8a. Una etapa a transistores en «push-pull».
El condensador elimina la tensión continua de forma que sólo se aplica el segmento una tensión alterna.
Figura 8b. Es posible el control sin condensador por medio de dos etapas transistorizadas (circuito puente).



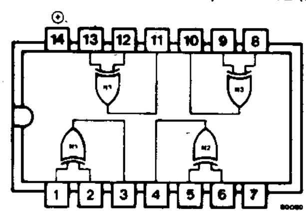
(dígito de 8 mm., cristal líquido de alta calidad) y 4 nF (valor máximo para dígitos de 25 mm. y calidad media del C.L.).
La resistencia depende, entre otros factores, de la superficie del segmento y de la calidad del aislamiento. En los ejemplos anteriores los valores correspondientes de la resistencia a la corriente continua serían de 1.400 M Ω (8 mm.) y 8 M Ω (25 mm.).
Si sólo se aplica corriente alterna, puede despreciarse la resistencia del segmento. El consumo de corriente dependerá entonces de la capacidad y la frecuencia (figura 7). En el caso de un visualizador de superficie muy pequeña, se puede llegar a frecuencias de 1 kHz; en los visualizadores grandes no hay razón para superar los 100 Hz. Normalmente, los fabricantes indican una frecuencia de funcionamiento de 32 Hz a 50 mV.

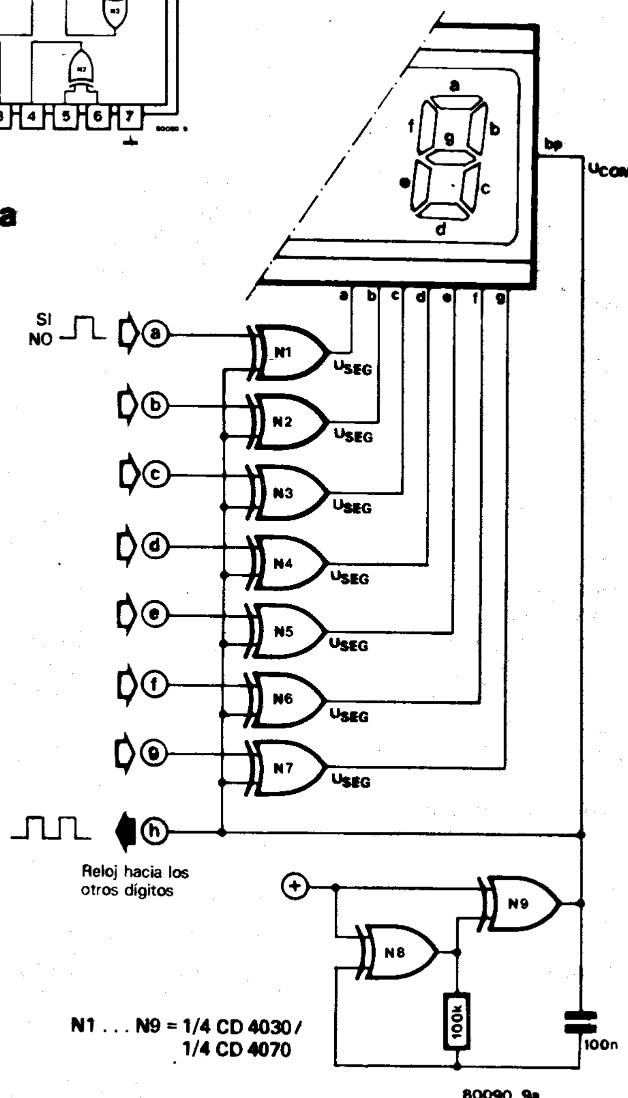
¿Cómo funciona?

La próxima distinción que debemos hacer es entre operación estática (control directo de los segmentos) y operación multiplexada (control conmutado de los segmentos). Como su nombre indica, la operación estática acciona cada segmento por separado, y se puede usar un electrodo común para todos los segmentos (y normalmente se usa). En este aspecto funciona igual que los visualizadores LED (de cátodo o ánodo común). Al contrario que en el funcionamiento multiplexado, el funcionamiento estático no es crítico en lo que respecta a contraste, tolerancia y temperatura. La figura 8a muestra un circuito simple de control para un segmento con una etapa «push-pull» a transistores. Los transistores forman parte de un circuito integrado inversor CMOS, por ejemplo, un CD 4007 o CD 4009.
El inversor recibe en su entrada una onda cuadrada de 30-50 Hz y conmuta su salida entre + Ub y OV. El valor de pico de la tensión alterna aplicada al segmento es igual a la mitad de la tensión de alimentación.
Dado que los condensadores son caros y ocupan mucho espacio comparado con las puertas contenidas en un C.I., el construir el circuito sin componentes discretos como se muestra en la figura 8b representa una ventaja. En él la onda cuadrada aplicada al electrodo común está desfasado 180° respecto a la onda aplicada a cada segmento. Entre los dos electrodos existe una tensión alterna cuyo valor de pico es igual al voltaje de alimentación Ub. Este principio se puede poner en práctica de una forma elegante con ayuda de puertas EXOR del tipo CMOS (por ejemplo, usando el CD 4030 o el CD 4070). La figura 9a muestra el circuito. Se requiere una puerta para cada segmento. Se aplica una corriente alterna constante de baja frecuencia a una de las entradas de cada puerta y al electrodo común del visualizador. La otra entrada controla entonces los segmentos. Si hay un 1 lógico en la entrada de control la onda cuadrada en el electrodo del segmento estará desfasada (respecto al electrodo común del visualizador) y si hay un 0 lógico estará en fase. Esto se ve claramente en el diagrama de la figura 9b. Cuando las señales están en fase, no se produce ninguna diferencia de potencial mientras que cuando están

9

cuádruple puerta 0 exclusiva de 2 entradas
4030
4070, bajo consumo compatible TTL (fan out = 2)





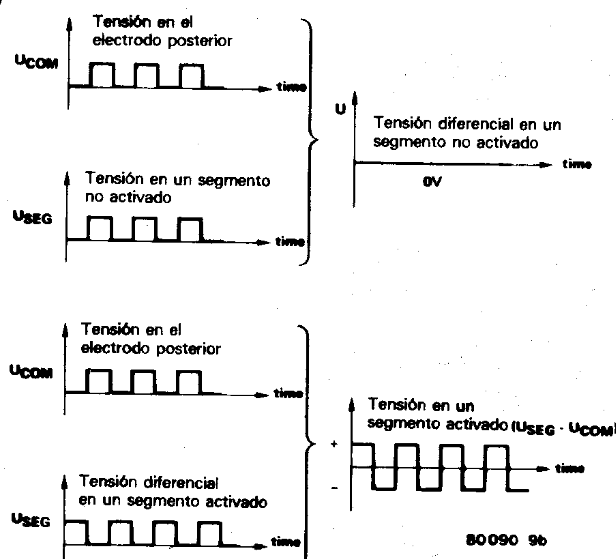
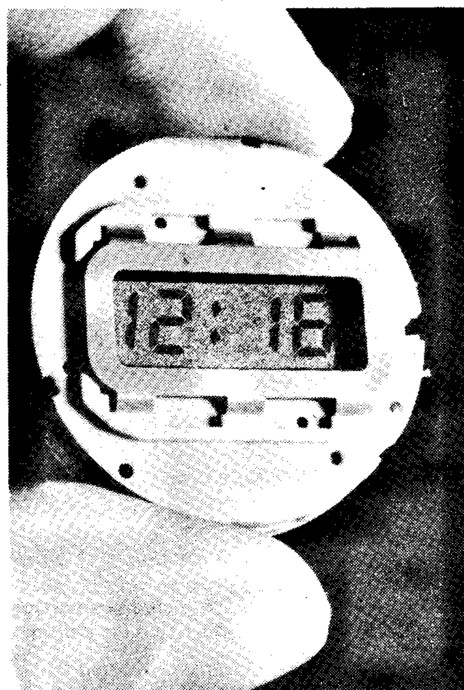


Figura 9a. Un circuito de control que utiliza puertas EXOR como activadores de los segmentos. Figura 9b. El diagrama de impulsos muestra la presencia de una tensión alterna en los segmentos activados.

en oposición, se alcanza una diferencia de potencial de dos veces la amplitud de la onda cuadrada (entre el electrodo del segmento activado y el electrodo común).
Esto debe, desde luego, tomarse en consideración al fijar la tensión de alimentación de los visualizadores LCD. En las especificaciones se da normalmente este voltaje como valor eficaz de la onda de C.A. El valor eficaz de la onda es igual a su valor de pico, y éste igual a la tensión de funcionamiento Ub de las puertas CMOS. Para un LCD que especifique un voltaje de funcionamiento de 4 a 6 V el circuito CMOS de control será alimentado a 5 V.

Funcionamiento multiplexado

Los valores de umbral de la curva de contraste del LCD pueden también ser multiplexados, si bien, limitándose a pocos pasos. Las razones de esto son:
— El contraste no es pronunciado.
— La curva de contraste depende de la temperatura.
— Contrariamente a los LEDs, el contraste no se puede aumentar por medio de una sobretensión momentánea.
Si el sistema es controlado directamente por tensión (sin multiplexado) se evitan todo estos problemas, aunque el gran número de conexiones entre el visualizador y el circuito de control es con frecuencia un inconveniente.
En los LCD más comunes se utiliza el «multiplexado de tres pasos». Con este método se unen a la misma conexión hasta tres segmentos. La figura 10 muestra un visualizador de 7 segmentos para funcionamiento multiplexado de 3 pasos con una organización matricial para 2 dígitos. Este ejemplo no utiliza dos puntos de la matriz, que podrían añadirse. Si se utilizan todos los puntos de la matriz, sólo se necesitarán n/3 + 3 conexiones para los 18 segmentos (o sea 9 conexiones). El sistema funciona en tres estadios cronológicos.
Primero se activarán todos los segmentos





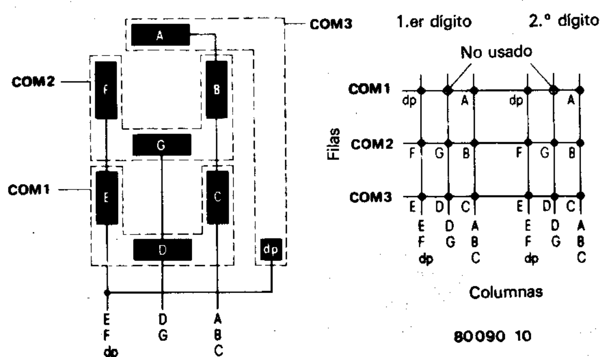


Figura 10. Disposición de los electrodos de segmento y posteriores en un LCD multiplexado en 3 pasos. Los segmentos corresponden a los puntos de la matriz situados en la intersección de las filas (electrodos comunes) con las conexiones que unen un mismo grupo de segmentos (columnas). En este ejemplo no se ha usado una posición matricial (fila 1, columna 2).

del electrodo posterior COM1, después los de COM2 y luego los de COM3, tras lo cual el ciclo comienza de nuevo. Para activar los electrodos comunes COM (filas de la matriz) y los grupos de segmentos (columnas de la matriz) se usan ondas cuadradas que proporcionan una tensión alterna al segmento activado. Las señales de fila y de columna tienen que ser de amplitud diferente. Generalmente se aplica el voltaje más alto a los electrodos posteriores y el más bajo a los segmentos. La figura 11 da un ejemplo práctico del dígito 4 encendido en el visualizador de 7 segmentos mostrado en la figura 10. Los segmentos activados están indicados en la matriz con círculos sombreados. La tabla de impulsos muestra, de arriba a abajo: reloj, señales COM, señales de columna y las señales diferenciales U_{COM}-U_{COL} correspondientes a los segmentos dp, nc, G y C.

Cada paso de multiplexado corresponde a un período de reloj. Se obtienen las señales de las filas conectando una señal rectangular durante un período de reloj y dejando una tensión constante durante el resto del tiempo (los dos períodos de reloj siguientes). Los impulsos COM activan sucesivamente las diferentes filas. El que un segmento (punto de la matriz) esté apagado o encendido depende de que las señales de fila y columna en ese momento estén en fase o no, respectivamente. Por ejemplo, en el diagrama de impulsos, la señal de columna COL 1 está fuera de fase con la señal común COM 1 durante el primer paso del multiplexado (impulso en COM 1). Por tanto, el punto decimal (dp) se enciende en el primer paso. Esto también se puede ver examinando la señal diferencial (COM 1-COL1).

La tensión de funcionamiento de ambos electrodos de cada segmento se suma a las señales COM y COL. Esto no es cierto para el segmento no excitado (nc) de la primera fila. Aquí la señal de columna COL2 está en fase con la señal COM 1. El resultado es un C.A. en el segmento nc claramente menor que la del segmento activado dp, y que permanece por debajo de la tensión mínima de funcionamiento del LCD. Así pues los segmentos no excitados no se activarán.

La señal de columna se genera mediante un registro de desplazamiento, a cada salida del cual se ha conectado una puerta EXOR. La segunda entrada de todas las puertas EXOR está unida a la señal de reloj. Así es como la información («1» o «0») presente en la salida del registro de desplazamiento puede determinar el estado de la onda cuadrada en la salida de la puerta EXOR (invertida o no invertida). Tras las puertas vienen unos interruptores analógicos CMOS que conmutan los valores de tensión adecuados cuando se genera la señal de columna.

La razón óptima de la tensión de fila a la tensión de columna es:

$$Vopt = \sqrt{n},$$

donde n es el número de pasos de multiplexado. Para un multiplexado de tres pasos, este cociente es $\sqrt{3} = 1,73$. La figura 12b muestra los valores del voltaje requerido para generar un multiplexado de tres pasos y la correspondiente relación de fases para las señales COM y COL. El voltaje Uo es el inicial del visualizador (para un contraste del 10 por 100) y se indica en la hora de especificaciones. Normalmente es suficiente con 1,05 V.

Consideraciones generales y conclusión

Actualmente se puede presentar más información con los visualizadores de segmentos múltiples. Los hay con 1.120 puntos de luz (32 caracteres alfanuméricos en formato 7×5). El terminal portátil con pantalla de cristal líquido alimentado con pilas ya no es una ilusión. Los complejos sistemas de control requeridos por tales visualizadores

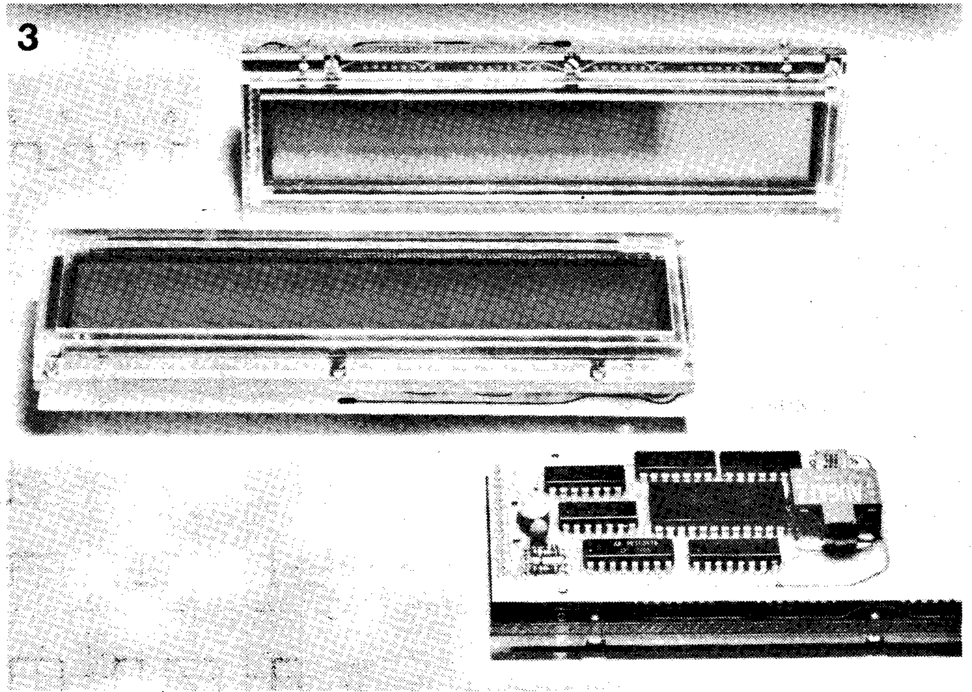
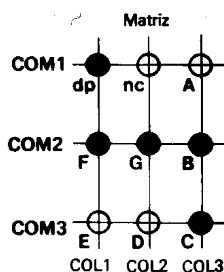


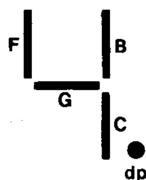
Foto 3. Unidad alfanumérica LCD de 48 dígitos. Este módulo de la firma GEET, listo para conectar, tiene una superficie de visualización de 142×22 mm., dos filas de 24 dígitos, cada uno de ellos formado por una matriz de 5×7 (es decir, un total de 1.680 puntos de visualización). El módulo incluye un circuito de control multiplexado y sólo consume 2 mA. El circuito impreso situado en la parte posterior del módulo es opcional y tiene un generador de caracteres, un bus de entrada ASCII y el interface de visualizador.



Foto 4. Pantalla de cristal líquido en un prototipo de TV de bolsillo fabricado por National Panasonic (Matsushita). Con un total de 57.000 puntos de visualizador, funciona con una alimentación de 4,5 V.

11





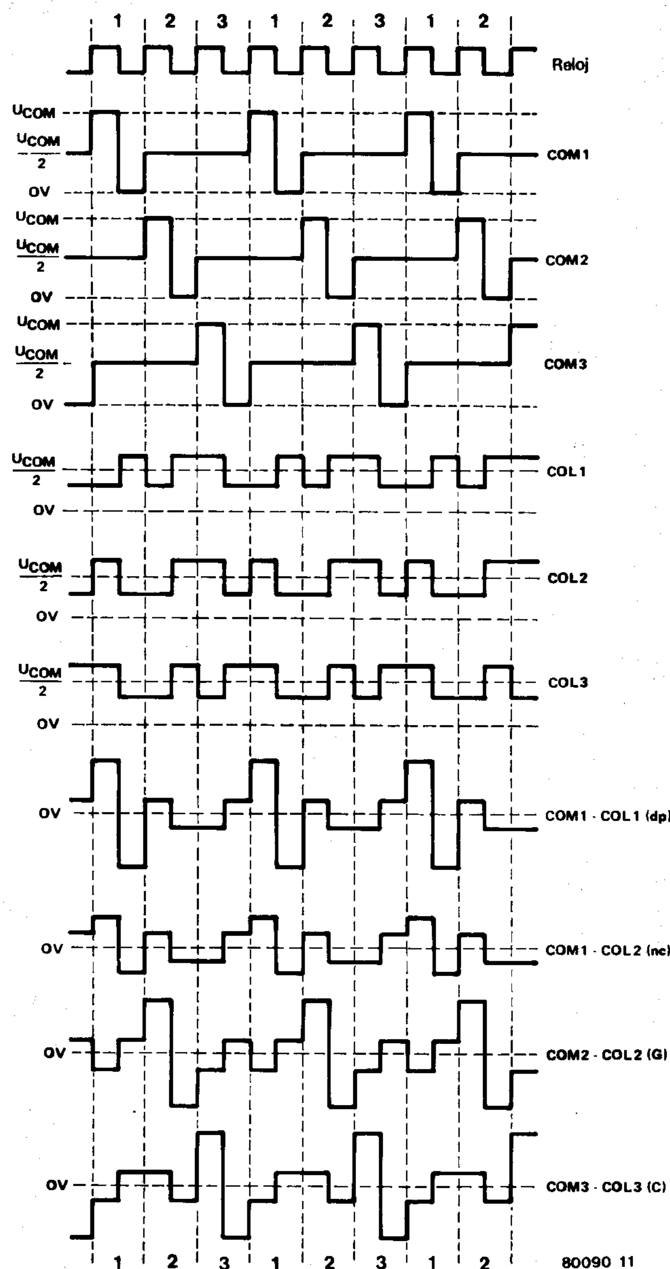


Figura 11. Control de segmentos para el dígito «4» y su punto decimal en un LCD de 7 segmentos multiplexado en 3 pasos. El diagrama de impulsos, muestra de arriba a abajo: reloj, señales COM, señales de columna y señales diferenciales que activan los segmentos dp, nc, G y C.

pueden simplificarse con el uso de circuitos integrados. Como el número de pasos de multiplexado es limitado, tecnológicamente hablando, el LCD tiene que visualizar, por término medio, grandes cantidades de información. Esto significa un elemento semiconductor activo, tal como un FET, en cada intersección de los hilos de control. La parte trasera del visualizador consiste en una pastilla de material semiconductor de gran superficie, sobre la cual se ha implantado una matriz de transistores.
Un visualizador de este tipo ha sido presentado recientemente por National Panasonic (Matsushita). Fue presentado formando parte de un prototipo de TV de bolsillo con pantalla plana (ver foto). Se trataba de un visualizador de cristal líquido de tipo reflexivo con 57.000 (240×240) puntos de visualización contenidos en una superficie de 44×56 mm.
La figura 13 muestra el principio de construcción de la pantalla. Cada punto de la matriz en el sustrato de silicio consta de un condensador y un FET: ¡110.000 transistores y condensadores en una pastilla!
La TV de muestra apenas consume 1,5 W con una batería de 4,6 V (2 elementos de litio). Es poco probable su producción masiva hasta conseguir aún una reducción en las dimensiones y consumo actuales. En cualquier caso el ejemplo demuestra que ya se puede fabricar una pantalla plana LCD en el momento actual. Sin embargo, en lo referente a LCD multicolores, no se puede prever su producción en un futuro próximo.

Fuentes:

VALVO: «Elementos de visualización por cristal líquido» información técnica VALVO para la industria, marzo 1978, n.° 780329.

FAIRCHILD: «LCD 78», folleto sobre LC-

12

a

3,64 V (for U_o = 1,05 V)

R1, R2, R3, R4, P1, A1, A2

a: $2 \cdot \sqrt{3} \cdot U_o$

b: $(\sqrt{3} + 1) \cdot U_o$

c: $\sqrt{3} \cdot U_o$

d: $(\sqrt{3} - 1) \cdot U_o$

0

80090 12

R1 = R2 = R3 = R4 = P1
A1 = A2 = CA 3130, 1/4 LM 324

b

Señal-COM Señal de columna

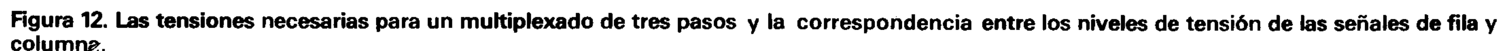
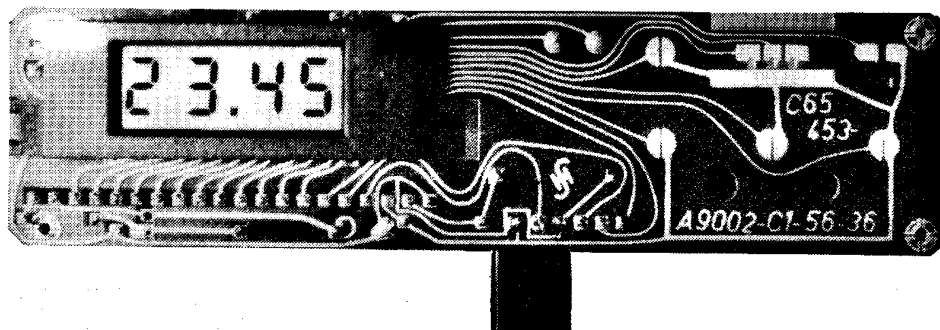


Figura 12. Las tensiones necesarias para un multiplexado de tres pasos y la correspondencia entre los niveles de tensión de las señales de fila y columna.



Ds de la Farchild Camera Instrument Corporation.

Martin Bechteler «Componentes de alta fiabilidad para visualizadores de cristal líquido» Report de componentes SIEMENS n.° 17 (1979) Volumen 3.

Paul Smith: «Multiplexado de los circuitos electrónicos de visualizadores de cristal líquido», Electronics, 25 de mayo 1978 p. 113.

D. Davies W. Fischer, G Force, K. Harrison y S. Lu «Un práctico visualizador de cristal líquido forma cuarenta caracteres», Electronics, 3 de enero de 1980.

13

a

Placa de vidrio frontal
Electrodo transparente
Lámina de cristal líquido
Conjunto de C.I. del visualizador
Elemento del visualizador (240 × 240)
80090 13a

b

Electrodo transparente
Célula de cristal líquido
Mosfet
Línea X
Capacitor
Línea Y
80090 13b



Figura 13a. Arquitectura de la pantalla de TV plana realizada con cristales líquidos.
Figura 13b. Los componentes electrónicos de cada punto matricial de la pantalla de TV.

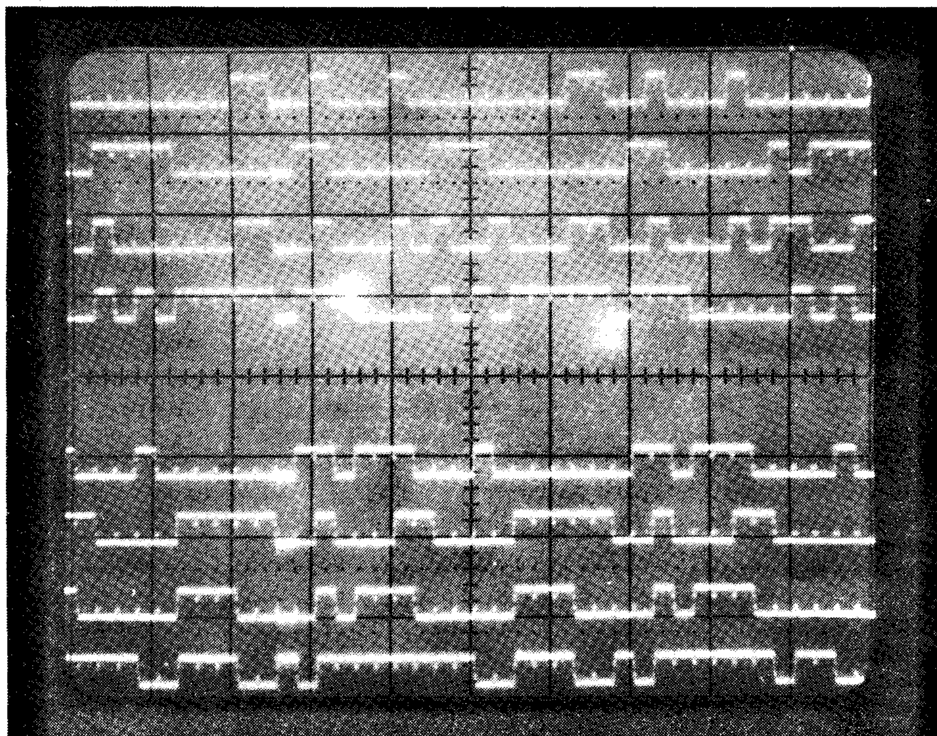
Fuentes de las figuras:

Figuras 1, 4, 5b, 7, 9b, 11, 12b, foto 2 y foto 3 SIEMENS.
Figuras 2a, 2b Fairchild Camera and Instrument Corporation.
Figura 6a: VALVO.
Figura 10: Data Modul.
Figura 13, foto 4: National Panasonic/Matsushita.
Foto 1: HAMLIN.

En los números precedentes se desarrollaron los aspectos teóricos del analizador lógico con gran suerte de detalles. El que ahora nos ocupa está orientado a facilitar, de la forma más simple, la transición de la teoría a la realidad práctica. Cabe insistir en la necesidad de prestar atención a cada una de las etapas de montaje para lograr, de esta forma, un equipo de instrumentación de notables características.
Para simplificar la tarea, el equipo se ha dividido en seis tarjetas de circuito impreso: una tarjeta principal, tres módulos auxiliares, la placa de visualización y una tarjeta destinada a la fuente de alimentación. Cada una de las tarjetas y el propio equipo en su conjunto son altamente compactos, de forma que éste puede ensamblarse dentre de una caja de dimensiones razonables. La tarjeta principal dispone incluso de espacio previsto para la posterior incorporación de un nuevo módulo destinado a memorizar las informaciones.

analizador lógico (y 3)

En cualquier proyecto de complejidad semejante a la del analizador lógico, las prestaciones del equipo completo dependen en gran medida de la meticulosidad seguida en su construcción. El empleo de métodos de montaje imperfectos hacen inservibles aún a los diseños más excepcionales. Este último artículo dedicado al analizador lógico traslada la teoría al plano práctico, aportando todo tipo de detalles sobre el montaje y los procedimientos de ajuste. Un apartado final relativo al empleo del analizador lógico confiere a este tercer artículo de la serie una satisfactoria conclusión.



Montaje de las tarjetas de circuito impreso.

No hace falta insistir en que un diseño de este tipo debe ser realizado empleando componentes de buena calidad, de ellos dependerá directamente la precisión del equipo. Por idéntica razón, es importante colocar los diversos componentes con cuidado y unirlos al circuito con soldaduras limpias que garanticen un buen contacto.
Las figuras 1 a 5 muestran la tarjeta principal, la tarjeta de entrada, la unidad de memoria, la tarjeta del cursor y la placa de visualización. Es aconsejable montar los componentes en el orden que sigue: cableado de los puentes y montaje sucesivo de las resistencias, condesadores y semiconductores. Como precaución adicional recomendamos el empleo de zócalos para todos y cada uno de los circuitos integrados, si bien hay que asegurarse de que éstos sean de buena calidad, de lo contrario no vale la pena. Cada tarjeta de circuito impreso viene acompañada de su correspondiente lista de componentes en la que aparece una indicación del número de puentes a cablear. En algunas tarjetas el número de puentes exteriores es importante por lo que es fácil olvidar alguno de no prestar gran atención. Los diversos módulos pueden conectarse al circuito principal por medio de mazos de cables, aunque, sin duda alguna, es preferible recurrir a conectores apropiados (DIN estándar 41617).
Antes de proseguir, creemos necesario aclarar algunos detalles acerca de los esquemas publicados en el número anterior ya que se deslizaron pequeños errores. La patilla 7 de IC6 va a masa en lugar de al activo de alimentación de +5V. Por lo que atañe a MMV1, la conexión A (patilla 9) va a masa y el punto B (patilla 10) accede a CP2 (salida de N23). En las conexiones de alimentación a los integrados del circuito cursor debe figurar IC29 en lugar de IC20; por lo demás, la patilla 5 de IC31 debe conectarse a

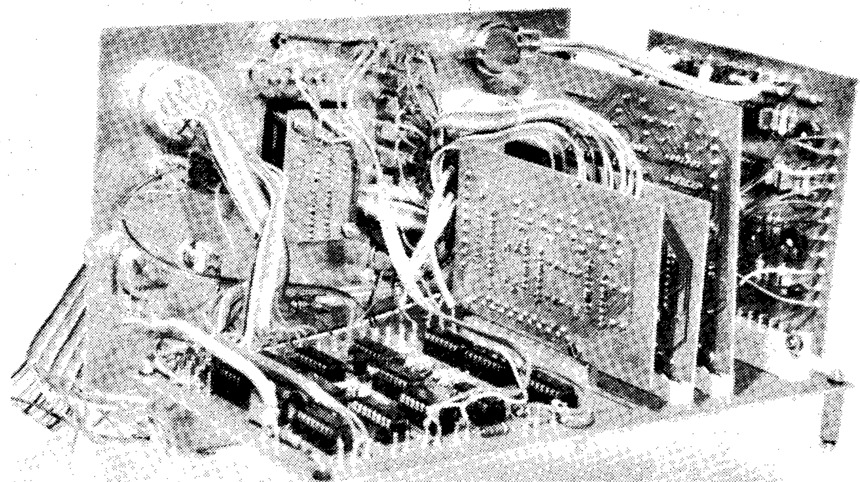
+5V mientras que la patilla 6 del mismo integrado no lleva conexión alguna. Por supuesto, las citadas correciones afectan únicamente a los esquemas que apararecieron en el número anterior, las tarjetas de circuito impreso descritas en este artículo son totalmente correctas.
Regresemos a nuestra obra en curso... llegó la hora de colocar los módulos. La tarjeta de entrada es la más cercana a los componentes de la tarjeta principal, junto a ésta se sitúan la tarjeta de memoria y la tarjeta del circuito cursor. El lado de las pistas de cobre de estas tres tarjetas estará encarado hacia los componentes del circuito impreso principal. El conector que queda libre podrá emplearse más adelante para recibir la extensión de memoria. A continuación podemos dedicarnos a la fuente de alimentación (ver figura 6). Al construirla hay que reparar en que la conexión al común de alimentación de IC2 tenga buen contacto con la placa. Un contacto defectuoso en este punto puede dar lugr a la presencia de rizado de 50 Hz en las líneas de alimentación que distorsionará la estabilidad de las líneas superiores que aparezcan en el osciloscopio. La unidad completa, incluido el transformador, puede alojarse en una caja al efecto. La tarjeta del circuito cursor puede olvidarse por el momento ya que no es necesario en este punto.
El proximo paso nos lleva a efectuar la conexión entre las tarjetas y los conmutadores. Las conexiones deben ser lo más cortas posible. El potenciómetro P1 se asociará a la tarjeta principal por medio de un trozo de cable apantallado, conectando la malla al positivo de alimentación +5V.
La sonda de medida para toma de datos entrada de reloj y entradas de disparo consiste en un cable plano (cinta) de 23 conductores de unos 40 cm. de longitud. Entre cada uno de los conductores de entrada hay una línea de masa; éstas se interconectan entre sí en ambos extremos de la cinta de cable plano según nuestra la figura 7.
La disposición del panel frontal deberá incluir los conmutadores adecuados para manejar tanto el analizador lógico como la extensión de memoria. Los controles de esta última unidad pueden situarse a la izquierda de la salida del cable de toma de datos. Por el momento y hasta que se incorpore la extensión de memoria es necesario realizar los puentes indicados en la serigrafía de la tarjeta principal y que unen los puntos Y-Z y E-masa.
Una vez concluidas las operaciones de montaje y dispuesto el cable para la toma de red, no queda más que «tocar madera» y saborear la exquisita sorpresa de dar tensión al equipo.

Calibración y puesta a punto.

Desde luego, no se trata de poner en marcha el equipo completo sin reparar en verificación previa alguna. Es necesario comprobar que la fuente de alimentación entrega correctamente los +5V y, eventualmente, las tensiones de +12 y -5V. Verificada la fuente, aplicaremos tensión al circuito principal. Si se han colocado los condensadores C7 y C8 en lugar del cristal de cuarzo, será necesario detenerse en el ajuste del oscilador, tarea fácil si el lector dispone de un frecuencímetro. Conecte el frecuencímetro al punto medio de S1 que estará posicionado en A. Observe ahora, que el circuito no es disparado por causa alguna, en otras palabras, que el LED permanece apagado (accionar S16). Por último, sólo queda ajustar el condensador variable C8 de tal forma que el frecuencímetro indique exactamente 4 MHz.
No se desespere si usted no es el afortunado propietario de un frecuencímetro, pues, existe una buena solución alternativa. Veamos un método que da excelentes resultados. El conmutador S1 se coloca en la posición J y S2 en la posición «b». El punto común de S1 se conecta al osciloscopio —por supuesto, si construye el analizador lógico será porque posee un esciloscopio— y se ajusta la frecuencia a 200 Hz actuando sobre C8. Acto seguido, se lleva la entrada Y del osciloscopio a una de las entradas del transformador accesibles en la tarjeta de alimentación y se conecta la entrada de disparo externa del mismo osciloscopio al punto medio de S1. Una vez seleccionado el modo «disparo externo» (external trigger), actuando sobre los controles del osciloscopio, se ajustara C8 hasta logran que el paso por cero de la tensión del transformador sea estable en la pantalla. La precisión de este ajuste está relacionada directamente con la propia de la tensión de red (del orden de ±4 por 100).
Demos un paso más. Observemos lo que aparece en la pantalla al conectar el osciloscopio a las salidas del analizador lógico. Conecte la entrada Y y la entrada de disparo del osciloscopio, con una sesibilidad de 0,2 V/div. en modo de DC y con la base de tiempos en 0,1ms/div. Cualquiera que sea la posición de S1 (excepto K) al accionar el pulsador «disparo manual» (manual trigger) deben aparecer 8 líneas de datos (aleatorios) sobre la pantalla. Se ajustará entonces la base de tiempos hasta lograr la visualización sobre la pantalla de 256 bits, o lo que es lo mismo, hasta lograr que el

Características técnicas

- Reloj: —interno, seleccionable entre 250 ns y 5 ms;
  —externo, máximo 4MHz (seleccionable en flanco positivo o negativo).
  —retardo ajustable entre 100 y 600 ns.
- Memoria: —256 bytes
- Entradas: —8 líneas de datos (1 carga TTL LS);
  —2 entradas de disparo externo (carga max. 2 TTL LS);
  —entrada de reloj externo (1 carga TTL LS)
- Disparo: —a través de las líneas de datos y disparo, cada línea puede posicionarse individualmente a estado lógico alto, bajo o irrelevante
  —disparo manual
- Modos de disparo: —posterior
  —medio
  —anterior
- Cursor con visualización hexadecimal.
- Tipo de osciloscopio: —un canal;
  —entrada para disparo exterior;
  —ancho de banda 500 KHz,
  —entrada de modulación Z (opcional).



Lista de componentes de la tarjeta principal

Resistencias:

R1,R2,R12,R15,R29 = 5k6
R13 = 470 Ω
R14,R21 = 2k2
R16 = 22 k
R17 = 3k3
R18 = 56 k
R19 = 18 k
E20,R30 = 4k7
R22,R24,R28 = 820 Ω
R23 = 390 Ω
R25 = 1 k
R26 = 6k8
R27 = 10 k
R36 = 33 k
P1 = 50 k potenciómetro

Condensadores:

C2 = 4p7
C3 = 47 n cerámico
C4 = 120 p
C5 = 22 p
C6 = 47 p
C7 = 3p3
C8 = 1 . . . 6 p ajustable
C16 = 100 n
C17 . . . C20,C22 = 22 n
C26 = 100 μ/10 V

Semiconductores:

T1 = TUN
D1 = LED
IC6 = 74LS151
IC7,IC8 = 74LS163
IC9 = 74LS324
IC10 = 74LS123
IC11 = 74LS109
IC12,IC13,IC14 = 74LS390
IC17 = 74LS266
IC18,IC20 = 74LS132
IC19 = 74LS32
IC28 = 74LS73

Número de puentes cableados: 24

Varios:

S1: conmutador 1 circ./12 posiciones
S2: conmutador de 3 circ./2 posiciones
S3, S19: conmutador 2 pos./1 circuito
S4: conmutador 2 circ./3 posiciones
S5...S14: conmutador 3 posiciones
S15, S16: pulsador
S17, S18: pulsador inversor

1

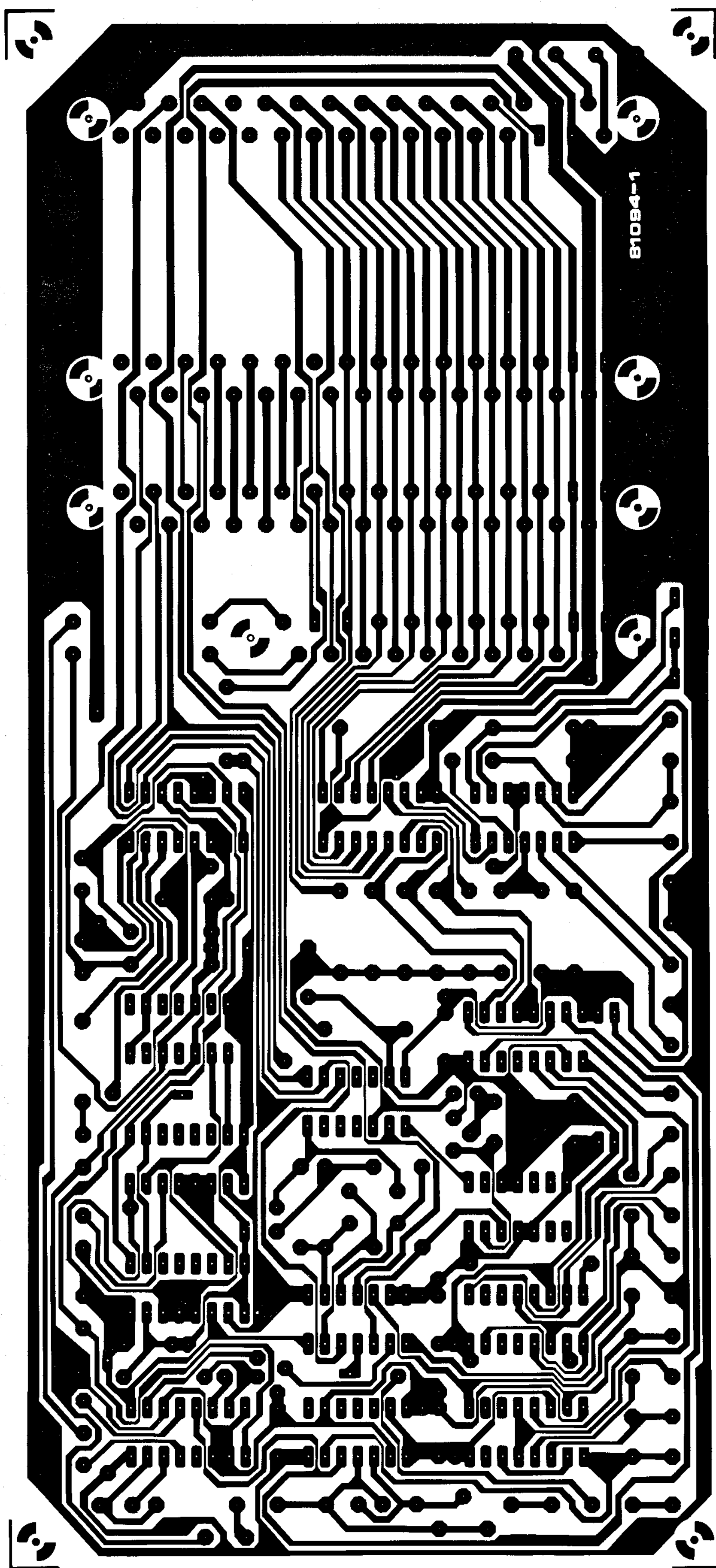
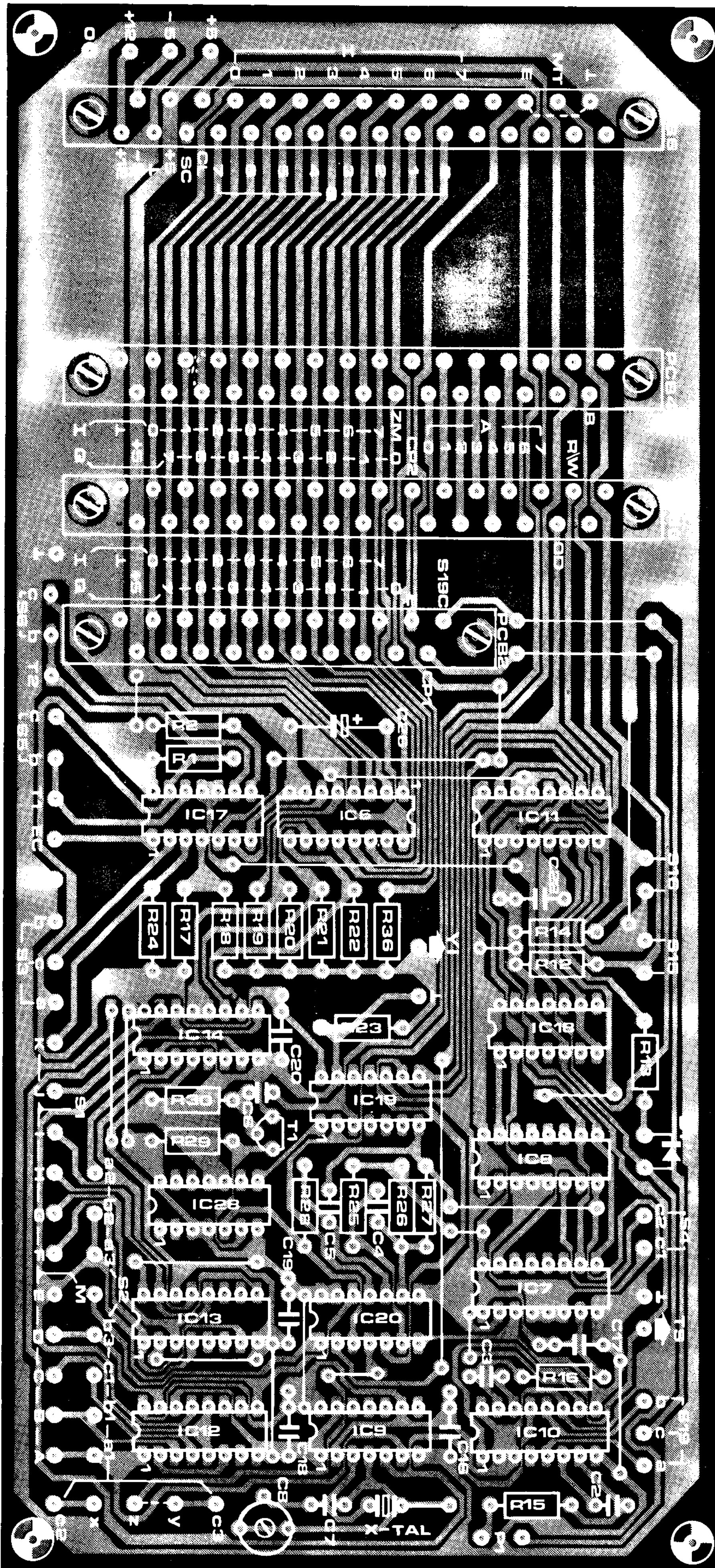


Figura 1. Circuito impreso y colocación de los componentes de la tarjeta principal. Todos tarjeta.



los módulos (a excepción del circuito de visualización y de la fuente) se insertan en esta

tiempo de escritura de una línea de datos sea de 1,28ms.

A estas alturas, podemos pasar al montaje del circuito del cursor. Una vez desconectada la alimentación, conectaremos al circuito de visualización por medio de un trozo de cable plano. La tarea se verá facilitada enormemente si contamos con dos conectores DIL de 16 patillas.

Volvamos a dar tensión al equipo; con disparo manual deberemos obtener de nuevo las 8 líneas de datos aleatorios. Si se ha montado R36 en la tarjeta principal,se observará una pequeña depresión en cada una de las líneas. Estas depresiones deben desplazarse a izquierda o derecha al accionar las teclas.

Desde luego, es posible omitir completamente los circuitos de cursor y de visualización. ¡decididamente, nos encontramos con un analizador lógico que se adapta a todos los bolsillos!. No obstante, hay que reconocer que para economizar no es ésta, tal vez, la mejor solución: un cursor es muy útil...

El analizador está ya puesto a punto; si bien, quedan aún por estudiar algunos detalles antes de pasar al modo de empleo. Veamos, en principio, el retardo de la frecuencia de reloj. Cuando S19 está en la posición «a», el retardo es de aproximadamente 100ns., mientras que si S19 se halla en la posición «b» el retardo es ajustable por medio de P1 entre 200 y 600 ns. Es potenciómetro puede dotarse de una escala graduada obtenida de la forma siguiente. Aquellos de nuestros lectores que posean un osciloscopio de doble trazo con un ancho de banda de 20 MHz —aparte de estar bien equipados— pueden medir el retardo entre el flanco positivo de la señal en el punto común de S1 y el flanco positivo de las señal en el punto «b» de S19 (supuesto que S1 está en la posición «C» y S2 en la posición «b»). A partir de ahí basta con graduar P1 según proceda.

Si, por el contrario, no disponen de un osciloscopio adecuado, pueden graduar la escala de P1 con la ayuda del circuito de la figura 8. Se trata de un biestable del tipo D en el que la entrada D está conectada a S19b y la entrada de reloj al punto común de S1. A la salida se conecta un voltímetro con escala de 5/10 V en corriente contínua. S1 se lleva a la posición A y P1 se sitúa en el punto de resistencia mínima. El voltímetro debe indicar una tensión de 2,7 a 5 V (la salida Q está a nivel lógico alto). A continuación, se actúa sobre P1 hasta que la indicación del voltímetro caiga a cero: para esta posición de P1 el retardo es de 250 ns. Acto seguido se lleva S1 a la posición B y se repite el mismo procedimiento. Ahora la posición de P1 para la que la indicación del voltímetro cae a cero corresponde a un retardo de 500 ns. El recorrido entre ambas posiciones puede devidirse en partes iguales ya que el potenciómetro se comporta de forma prácticamente lineal.

El párrafo que sigue está destinado a los lectores que no disponen de un osciloscopio provisto de una base de tiempos variable. Estos no pueden ver sobre su pantalla los 56 últimos bits. El desplazar la imagen sobre el eje X no resuelve absolutamente nada ya que el instante de origen del impulso de disparo permanece invariable. Si por el contrario, nos servimos del circuito de la figura 9 —a colocar entre la salida de dispa-

2

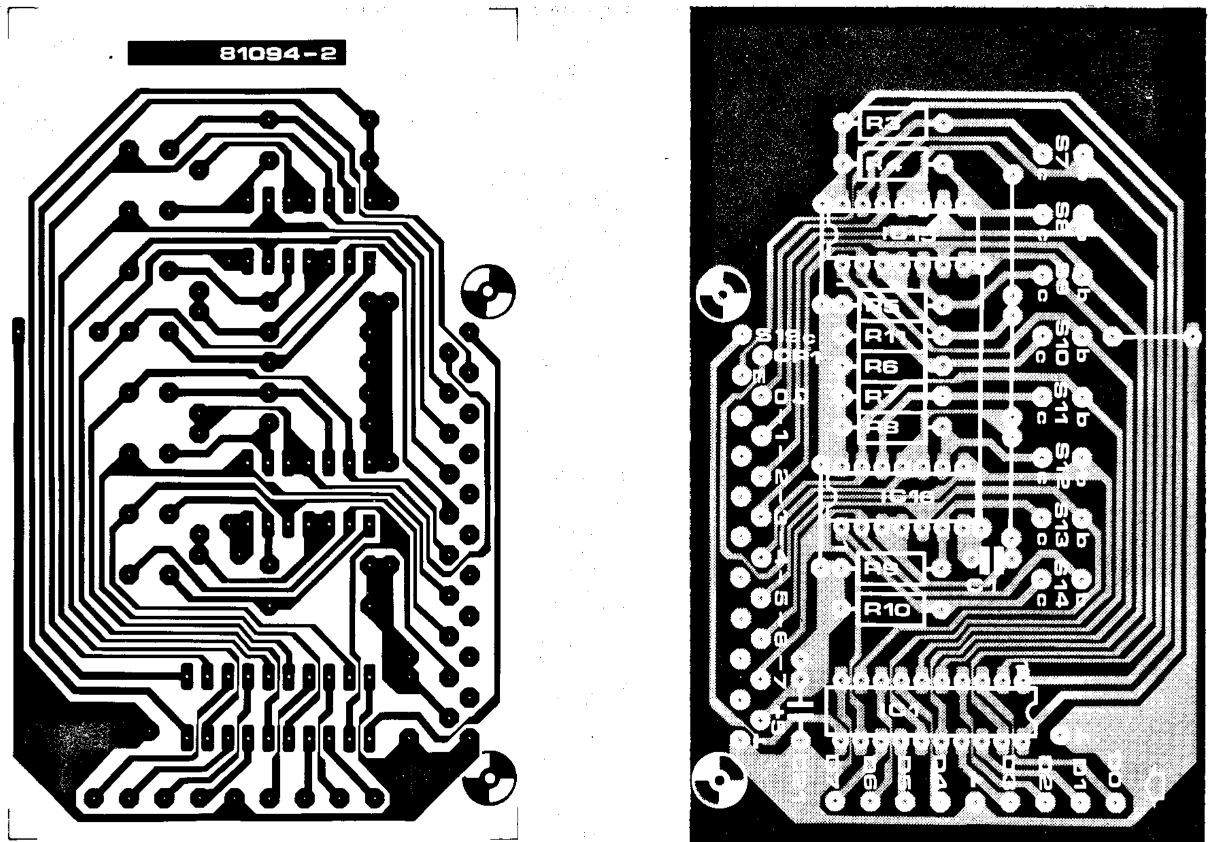


Figura 2. Tarjeta del circuito de entrada a la que se conectan las líneas de datos y los conmutadores S7...S14 del comparador de palabras.

3

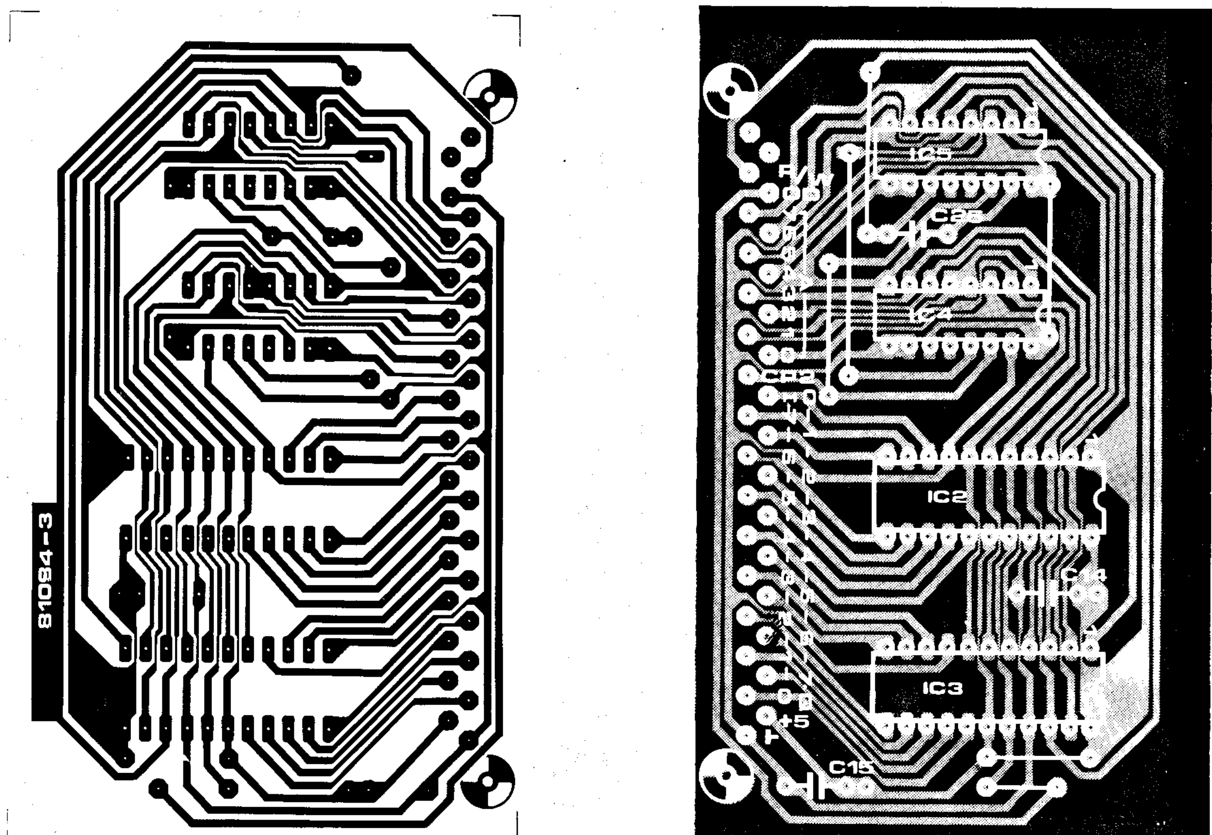


Figura 3. La tarjeta de memoria incluye dos RAMs y dos contadores que asociados forman el contador A.

Lista de componentes del circuito de entrada

Resistencias:
R3 . . . R10 = 5k6
R11 = 820 Ω

Condensadores:
C1 = 39 p
C21 = 22 n

Semiconductores:
IC1 = 74LS374
IC15,IC16 = 74LS266

Número de puentes cableados: 7

Lista de componentes de la tarjeta de memoria

Condensadores:
C14,C15,C25 = 22 n

Semiconductores:
IC2,IC3 = SYP 2101A-2
(Ta = 250 ns)
IC4,IC5 = 74LS191

Número de puentes cableados: 6

Lista de componentes del circuito cursor

Resistencias:
R31 = 1 k
R32 = 2k7
R33 = 4k7
R34,R35,R40 = 820 Ω
E37,R38 = 680 Ω
R39 = 470 Ω
R41 = 10 k
R42 = 22 k

Condensadores:
C9 = 180 p
C10,C11 = 47 μ/10 V
C12 = 27 p
C13 = 1 n
C23,C24 = 22 n
C27 = 390 p
C28 = 10 μ/10 V

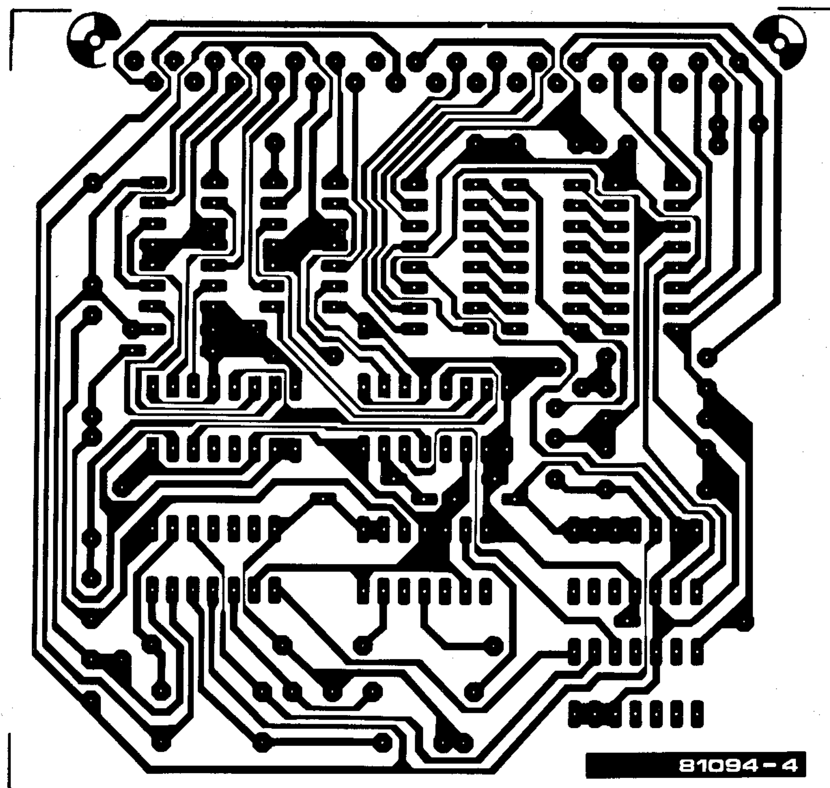
Semiconductores:
T2 = BC 517
IC21,IC22 = 74LS266
IC23,IC24 = 9368
IC25,IC26 = 74LS191
IC27 = 74LS122
IC29 = 74LS132
IC30 = 74LS73
IC31 = 74LS32

Número de puentes cableados: 9

Lista de componentes de la tarjeta de visualización

Varios:
LD1,LD2 = HP 5082-7760
(DL 7760)

4



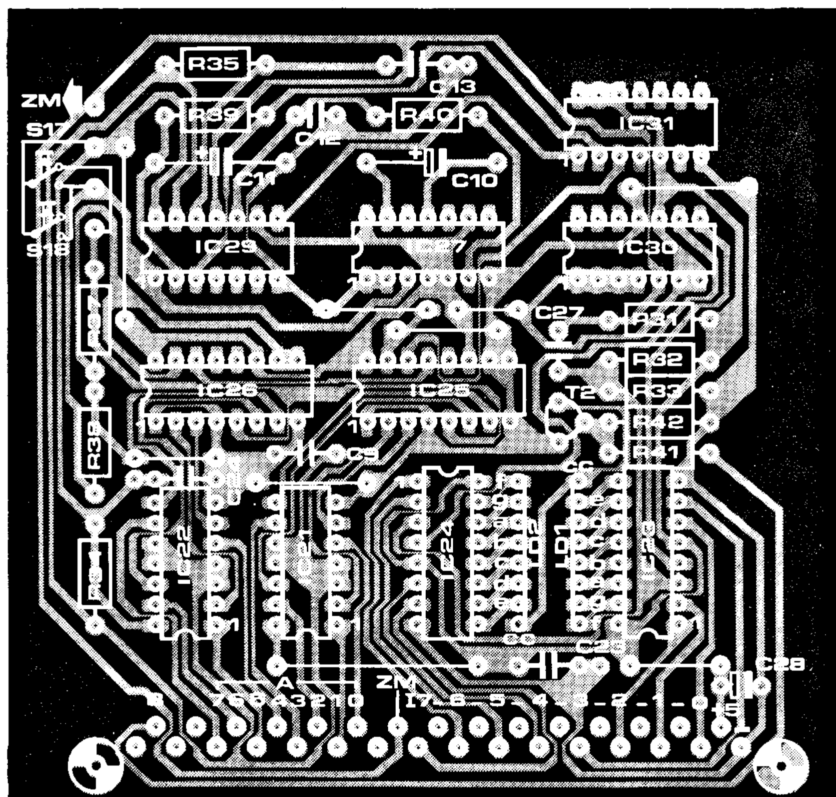
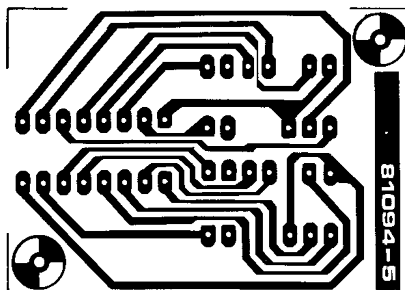


Figura 4. Circuito impreso y disposición de componentes del módulo cursor.

5



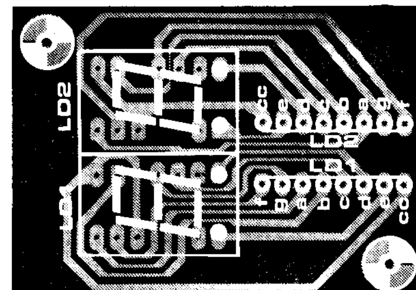
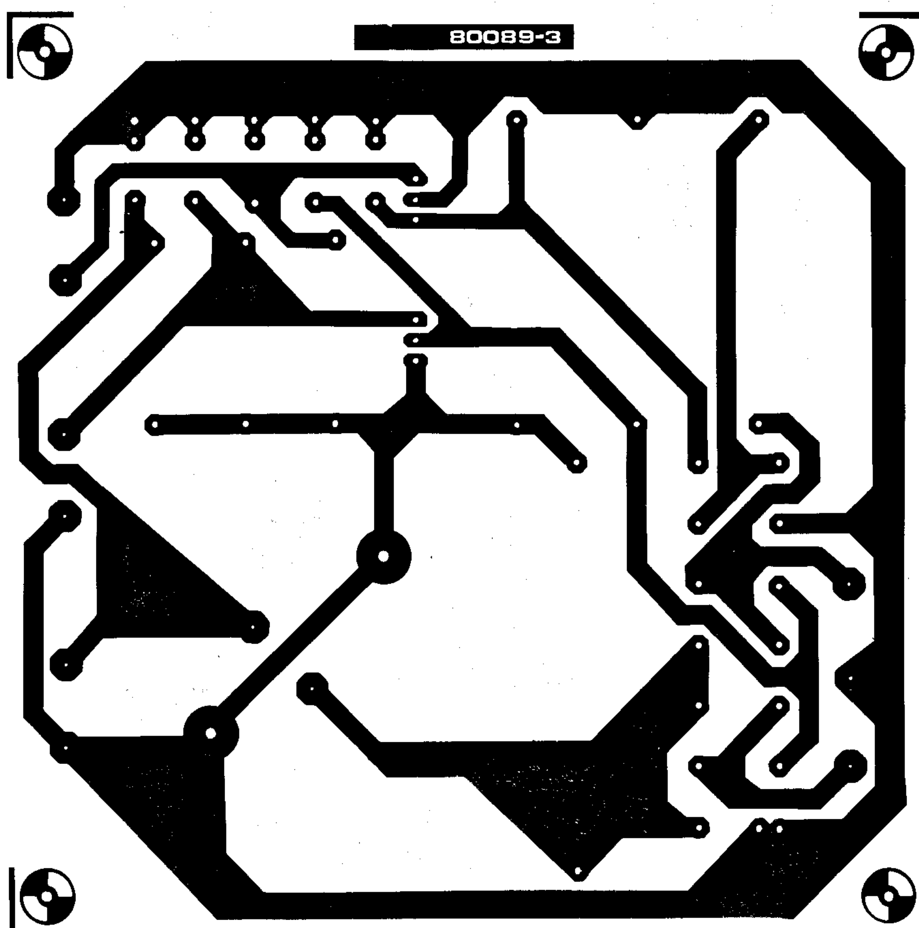


Figura 5. Tarjeta de visualización.

6



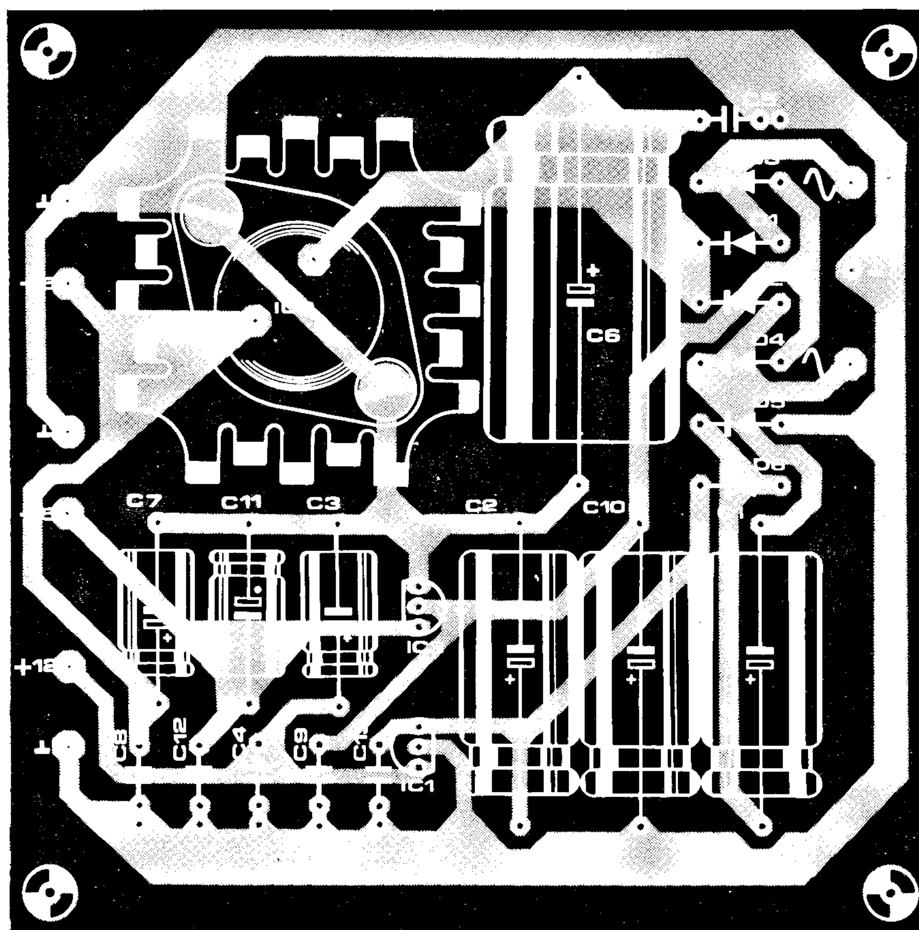


Figura 6. La fuente de alimentación diseñada para el Junior Computer es también ideal para el analizador lógico. Hasta que no se incorpore la tarjeta de ampliación de memoria sólo es necesaria la sección de +5V.

Lista de componentes de la tarjeta de alimentación

Condensadores:
C5 = 2200 μ/25 V
C6,C8 = 100 n
C7 = 100 μ/25 V

Semiconductores:
D1,D2 = 1N4004
IC2 = LM 309

Varios:
Tr1: transformador 2×9/10V/1,5 A
S1: interruptor doble de alimentación
F1: fusible 500 mA, con portafusible
radiador para IC2

Condensadores:
C1,C2,C9 = 470 μ/25 V
C3,C11 = 47 μ/25 V
C4,C10,C12,C13 = 100 n

Semiconductores:
D3,D4,D5,D6 = 1N4004
IC1 = 78L12
IC3 = 79LO5

ro del analizador y la entrada de disparo del osciloscopio— lograremos que aparezcan los 56 bits en la pantalla, desplazando la imagen sobre el eje X. Las líneas se desplazan actuando sobre P1.

¿Como utilizar un analizador lógico?

Antes de abordar un ejemplo pasaremos a los diversos controles del analizador lógico. Los conmutadores S1 y S2 permiten determinar la frecuencia de muestreo; recordemos que en el número precedente se publicó una tabla al respecto. Cuando S1 está en la posición K se habilita la entrada de la señal de reloj externo. Por medio de S3 podemos elegir el flanco positivo o negativo de la señal de reloj. S19 (retardo) y P1 (retardo de reloj), permiten fijar el retardo entre los pulsos de reloj y la transferencia de los datos presentes en la entrada. Este retardo no se utiliza más que cuando se opera con un reloj externo. Si se emplea el reloj interno, S19 debe estar situado en la posición «a» y P1 girado a tope en el sentido contrario a las agujas del reloj.
Veamos algunas precisiones sobra la entrada de reloj externo. Si pretendemos que las memorias RAM funcionen como es debido, es necesario que la señal de reloj sea perfectamente simétrica para frecuencias iguales o superiores a 2 MHz. Para frecuencias

próximas a 1MHz (se trata de señales de reloj interno o externo) el intervalo de retardo no debe ser excesivamente amplio ya que puede conducir a una lectura incorrecta de los datos de entrada. En general, el retardo debe ser siempre inferior a la anchura de los impulsos de reloj. Esta condición queda reflejada en la siguiente fórmula:

$$\text{retardo} \leq \frac{1}{2 \times \text{frecuencia de reloj}}$$

Con anterioridad hemos descrito con toda suerte de detalles el funcionamiento del comparador de palabras y de los correspondientes inversores. Estas unidades se emplean para seleccionar la adecuada palabra de disparo. Los inversores para las dos entradas de disparo externo funcionan en base a un mismo principio: nivel lógico alto, nivel lógico bajo y estado lógico indiferente. El pulsador S15 se utiliza para el disparo manual del analizador. En el instante en que el circuito recibe un pulso de disparo el LED indica esta situación iluminándose.
La posición de S4 (modo disparo) determina la duración del muestreo. En la posición «disparo posterior» los 255 bits que deben ser leídos después del pulso de disparo son almacenados en memoria. En la posición «disparo medio» se muestran los 125 bits anteriores al impulso de disparo y los 129 bits posteriores. Por último, en la posición «disparo anterior» se almacenan los 255 bits anteriores al impulso de disparo.
Al accionar el pulsador de inicialización, el analizador empieza a leer nuevos datos y detecta la palabra de disparo espedificada por el usuario.
Los dos pulsadores que controlan el desplazamiento del cursor han sido comentados exhaustivamente por lo que no precisan de mayor explicación.
Veamos la forma de rentabilizar nuestras inversiones. Supongamos que queremos examinar las líneas del bus de datos de un micro-ordenador; para ello conectaremos las líneas del analizador lógico a las 8 líneas de datos del bus. La entrada de reloj externo puede conectarse al reloj del microprocesador. Por otra parte y con la ayuda de los correspondientes conmutadores la palabra de disparo, se posicionará el modo de disparo de acuerdo a los datos que se quieran examinar.
Después de accionar el pulsador de inicialización podemos lanzar el microprocesador. Cuando la palabra de disparo se reconozca sobre el bus de datos, la secuencia de datos almacenados aparecerá en la pantalla del osciloscopio. Los datos son también visualizados en formato hexadecimal.
Comprobemos la eficacia del analizador lógico sobre el Junior Computer. La entrada de reloj externo se conecta a Φ2 y S3 se sitúa en la posición «a» (flanco positivo); S1 se lleva a la posición K, S19 a «b» y P1 fijando un retardo de alrededor de 400 ns.
No nos es posible dar aquí los valores de ajuste adecuados para otros ordenadores, ya que estos valores dependen de la frecuencia de reloj, de los tiempos de acceso para la RAM y ROM, etc. Hemos llegado al final de la descripción de este analizador lógico. Esperamos encontrales de nuevo en nuestro proximo artículo que dedicaremos a la tarjeta de expansión de memoria.

7

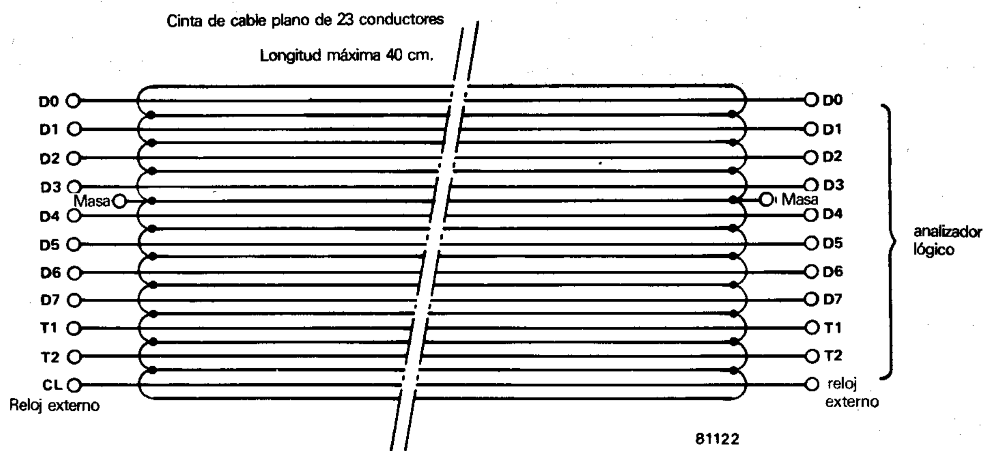


Figura 7. Este esquema muestra la distribución de las líneas de masa en el cable de entrada de datos. Las diversas líneas de masa están interconectadas entre sí a ambos extremos de la cinta de cable plano.

8

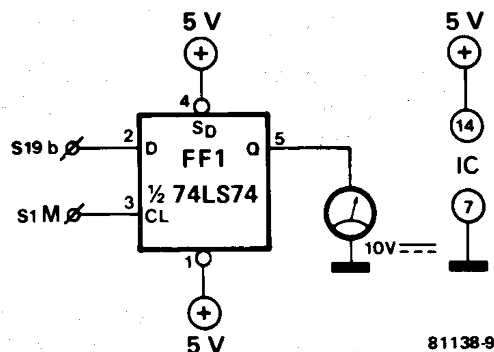


Figura 8. Circuito auxiliar diseñado para la calibración de P1.

9

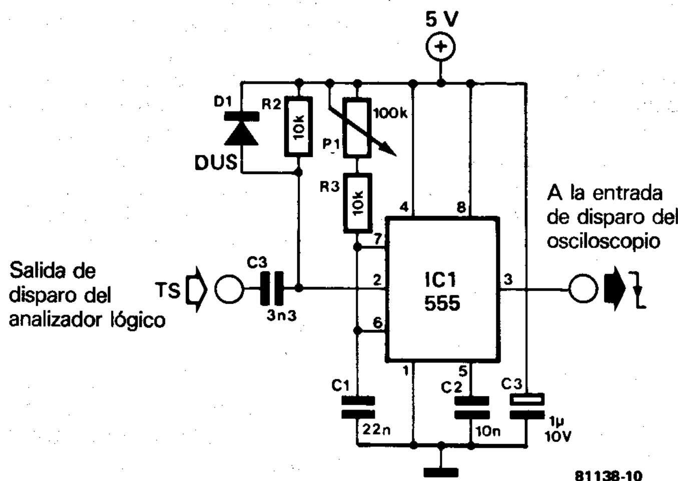


Figura 9. Este circuito está destinado a los lectores que posean un osciloscopio cuya base de tiempos no sea variable. Con él podrán visualizar todos los datos sobre la pantalla.

encendido electrónico... algunos consejos

Aunque hace algunos meses que se publicó el encendido electrónico para automóvil, seguimos recibiendo numerosas cuestiones (por carta y por teléfono) en torno a este montaje, lo cual nos confirma una vez más el éxito obtenido por el circuito. El objeto de este artículo es proponer algunas soluciones a los diversos problemas de carácter secundario que parecen presentarse a la hora de la realización práctica e instalación del circuito. Igualmente se darán algunas ideas de montaje y algunos «trucos», que nos han sido amablemente comunicados por algunos de nuestros lectores. Es seguro que su experiencia será de gran utilidad a otros lectores menos afortunados.

El condensador y el ruptor

Numerosas han sido las cuestiones relativas al condensador conectado en bornes de los platinos; nos referimos al condensador que lleva instalado de origen el vehículo. Como ya indicábamos en el artículo del mes de mayo, no se deberá quitar el condensador conectado en bornas de los platinos aún cuando se instale el encendido electrónico. La capacidad de dicho condensador no debe superar los 0,1 μF. Una capacidad mayor implicaría (junto con R1) una constante de tiempo demasiado alta, sobre todo al alcanzar un número de revoluciones elevado. La consecuencia de ello sería la desaparición del disparo para un número de RPM determinado, y por tanto, la desaparición de la chispa de encendido. Una solución podría ser disminuir el valor de R1, sin embargo esto provoca un fuerte aumento en la corriente que circula por los platinos (que es precisamente lo que se trataba de evitar), y además se corre el riesgo de que se produzcan descargas disruptivas al abrirse los platinos, debidas a la ionización del aire. Esto afectará fuertemente a los platinos, ya que como decíamos en el primer artículo al aumentar la corriente que circula por los mismos disminuye su vida útil y hace que la periodicidad de la chispa de encendido sea más irregular.

Si el condensador utilizado posee un valor superior a 0,1 μF, es aconsejable tratar de encontrar un modelo parecido pero de 0,1 μF. Los condensadores concebidos para esta tarea poseen un terminal de masa que permite su ubicación en un lugar próximo a los platinos. También sería posible utilizar un condensador de baja tensión (60 V como mínimo), pues el hecho de utilizar el encendido electrónico garantiza la ausencia de altas tensiones inductivas en el ruptor. Los tipos de condensadores más apropiados para este fin son los de dieléctrico de papel, debido a las altas tensiones de ruptura que soportan. otro aspecto a tener en cuenta respecto a este componente, es la protección del mismo contra la humedad para lo cual puede utilizarse un spray de película plástica. En cualquier caso se deberá dejar el condensador de origen en su lugar De este modo si por desgracia se presentan problemas (nada más lejos de nuestro deseo) se podrá utilizar nuevamente el encendido primitivo.

Diversos tipos de motores y/o sistemas de encendido

El encendido electrónico publicado en el especial del automóvil estaba destinado a un motor de gasolina de 4 tiempos y 4 cilindros, con una velocidad de rotación máxima de aproximadamente 6.000 revoluciones/minuto, y cuyo sistema de encendido estuviera compuesto por una bobina y un ruptor. Las constantes de tiempo del monoestable y de la red RC que incluía el montaje fueron calculadas únicamente para este tipo de motores.
Como sabrán muchos de nuestros lectores, la frecuencia de la chispa de encendido depende de varios factores: número de RPM, tipo de motor (dos o cuatro tiempos), número de cilindros y sistemas de encendido (un ruptor o más, una bobina o más). La adaptación del circuito tal y como aparecía en el artículo original, a un tipo de motor diferente al propuesto, puede requerir modificaciones importantes. Dichas modificaciones no sólo conciernen a las constantes de tiempo del monoestable y de la red RC, sino también a la etapa de conmutación. Muy a menudo se utilizan bobinas de muy baja impedancia para motores de 6 u 8 cilindros, o incluso para motocicletas. En todos estos casos el encendido electrónico publicado por Elektor es ineficaz, pues su finalidad es muy otra.
Desafortunadamente no hemos tenido tiempo ni lugar para investigar las modificaciones necesarias para cada caso particular. Una cosa sí debe quedar clara, nuestro encendido electrónico es asombrosamente efectivo siempre y cuando se utilice junto con bobinas que trabajen a un régimen máximo de 12.000 chispas por minuto y una resistencia mínima de 1,5 ohmios (incluido la resistencia de los cables). Las bobinas del tipo «super-bobina» no son adecuadas.
Hay algunos puntos que señalar en lo que concierne a la adaptación del encendido electrónico a los «2 CV» (y en general a los demás vehículos de este mismo tipo).
Este tipo de motores tiene un sistema de encendido que difiere bastante del sistema normal. En un 2 CV, las dos bujías están conectadas al secundario de la bobina, de forma que las dos chispas se producen a la vez. Sin embargo, como los pistones no trabajan simultáneamente, resulta que una de las chispas no sirve para nada, pues no provoca ningún efecto. Este sistema posee la ventaja de eliminar el distribuidor (delco). En este tipo de motores la corriente que circula por la bobina sólo se interrumpe una vez en cada vuelta de cigüeñal, y por tanto, la frecuencia de encendido para 6.000 RPM será obviamente de 6.000 Hz. En resumen, si la resistencia de la bobina es igual o mayor a 1,5 ohmios se podrá utilizar el encendido electrónico sin ningún problema.

Instalación y refrigeración

Uno de nuestros lectores, el señor H. J. Januschkowtez, ha tenido la amabilidad de comunicarnos algunos útiles trucos de montaje. Después de haber efectuado la instalación del circuito, así como la verificación de su buen funcionamiento, decidió recubrir el prototipo con varias capas de película plástica (pulverizador en spray) a modo de protección. Esta es una medida realmente eficaz, sin embargo el grosor de la película protectora no debe sobrepasar el milímetro, o de lo contrario se dificultaría la refrigeración del circuito. Esta protección no sólo impedirá que se ensucie el circuito, sino que además evitará la corrosión causada por los vapores de gasolina o incluso la electrólisis por condensación. Además reforzará la construcción mecánica del prototipo y mejorará la resistencia a las vibraciones. Respecto a los componentes es necesario hacer una advertencia: no se deberán utilizar condensadores estiroflex debido a que el revestimiento de estos componentes es muy sensible a los disolventes empleados en los pulverizadores (sprays).
El encendido electrónico se montará en una caja metálica a la que previamente se habrá dotado de ranuras de ventilación (en número adecuado), orientadas hacia la corriente de aire creada al ponerse en marcha el vehículo. En cualquier caso, la instalación del encendido electrónico deberá hacerse de modo que el circuito quede convenientemente refrigerado aún cuando el coche este detenido.

Paso del encendido electrónico al encendido convencional

Muchos han sido los lectores que nos han preguntado sobre la posibilidad de pasar del encendido electrónico al encendido convencional (o a la inversa) mediante uno o varios conmutadores. en este caso sólo será necesario tomar una precaución, y es no utilizar cables de conexión (entre el encendido electrónico y el interruptor) que superen los 20 cm. Esta restricción impedirá en la mayoría de los casos instalar el interruptor en el cuadro de mandos. Como es lógico, muchos de nuestros lectores estarán pensado en utilizar un relé como interruptor, sin embargo, de antemano advertimos que esta es una idea poco aconsejable, pues las vibraciones del motor podrían abrir los contactos del relé, o en el mejor de los casos afectar el correcto funcionamiento del circuito.
Sea cual sea el sistema utilizado para pasar del encendido electrónico al convencional, jamás se deberá realizar el cambio de uno a otro con el coche en marcha, pues aún en el caso de utilizar un interruptor podría producirse una chispa de encendido fuera de tiempo, lo cual resultaría bastante perjudicial para el motor. ◀

el corosint

un sencillo sintetizador musical

J. D. Mitchell

¿Qué es el Corosint?... Un instrumento económico, dotado de un teclado y que puede utilizar cualquier aficionado. Se trata también de un mini-sintonizador apropiado para su empleo como segundo teclado por los profesionales de la música. El Corosint es un respetable instrumento musical con una amplia variedad de posibilidades sonoras. Nuestro objetivo es el montaje, tal como su nombre indica, de un sintetizador provisto de un efecto de coro. Aunque el prototipo se concibió pensando en un teclado, hemos hecho posible que el equipo interprete melodías de inmediato y pueda demorarse la adquisición del teclado.

Si queremos obtener del equipo un resultado satisfactorio es necesario que su rango dinámico esté comprendido —como mínimo— entre 150 y 3.000 Hz. Esto corresponde a una longitud de tubos de órgano comprendida, aproximadamente, entre 60 cm. y 4,9 m. Además, conviene que las notas graves sean ricas en armónicos y que éstos puedan filtrarse a voluntad. En cualquier caso, si se interpreta una melodía empleando sólo algunas notas, aún ricas en armónicos, da la impresión de que falta algo; no obstante, si la misma melodía se interpreta con quintas, se obtiene un sonido mucho más rico y, en consecuencia, más musical. Si la melodía es producida por varias fuentes sonoras al unísono (sintonizadas prácticamente a la misma frecuencia) el sonido resultante es sustancialmente distinto, originándose de hecho, el efecto de coro. Es en extremo útil disponer de modulación en baja frecuencia (vibrato) para cuando se quiera simular el sonido generado por instrumentos de cuerda.

¿Cuál es la sonoridad producida por el Corosint? Como siempre, es muy difícil describir un sonido particular; sin embargo, estamos seguros de que nuestros lectores quedarán más que satisfechos por la calidad sonora global del Corosint. Al respecto, es significativo constatar que el equipo se ha utilizado en público con un éxito total.

El Corosint posee un rango dinámico de 6

1

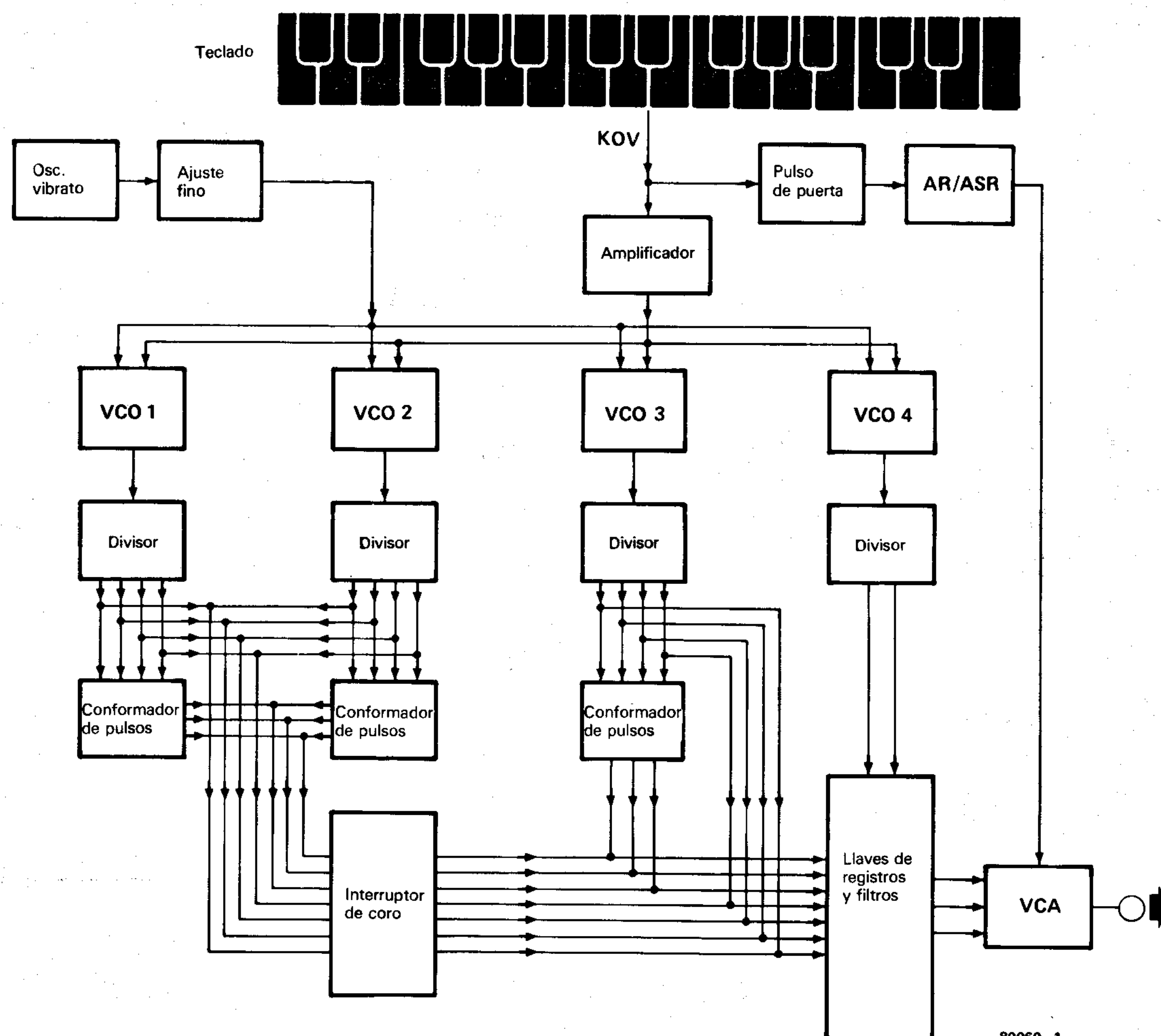


Figura 1. Diagrama de bloques del Corosint.

2

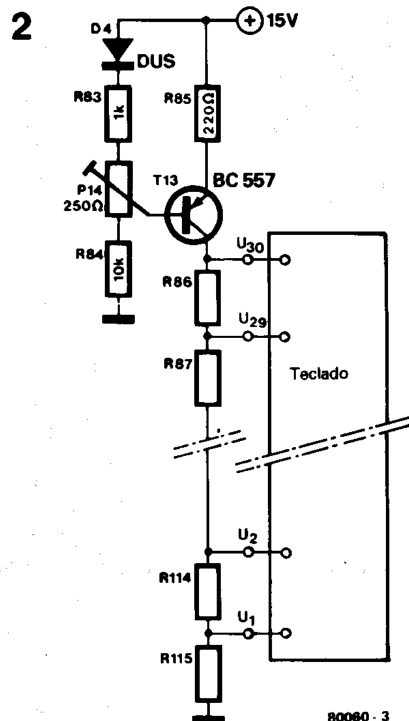


Figura 2. Fuente de corriente y cadena de divisores de tensión asociados al teclado del Corosint.

octavas y utiliza un teclado de 2 1/2 octavas. Gracias a esta amplia gama de frecuencias es posible imitar una notable variedad de instrumentos que van desde el violín al violoncello y de la flauta al clarinete. Es posible también modular la señal de salida con un generador de envolvente que puede llevarse a la posición de envolvente AR («attack-release») o a la posición de envolvente ASR («attack-sustain-release»).

Diagrama de bloques

La figura 1 contiene el diagrama de bloques del Corosint. El teclado de 2 y 1/2 octavas genera una KOV («Keyboard Output Voltage», o lo que es lo mismo: tensión de salida del teclado) que controla a 4 VCOs («Voltage Controlled Oscillator», oscilador controlado por tensión). Los VCOs 1, 2 y 3 comparten la misma curva de característica frecuencia-tensión y se encuentran sintonizados a la misma altura. El cuarto oscilador (VCO 4) está sintonizado a una frecuencia 1 1/2 veces superior; en otras palabras, genera una nota que es una quinta más alta que la de los otros VCOs. Un quinto oscilador (identificado como vibrato en el diagrama de bloques) genera una señal de frecuencia relativamente baja que se canaliza hacia las entradas de modulación de los VCOs. Las señales de salida de los VCOs estarán, en consecuencia, ligeramente moduladas en frecuencia y producirán el efecto de vibrato. Es posible modificar tanto la frecuencia como la profundidad de modulación.

La señal de salida de los VCOs se divide por 2, 4, 8 y 16. Las diversas salidas de los divisores están separadas exactamente una octava entre sí y se pueden seleccionar por medio de «llaves» (... ¡o interruptores, si usted no es especialista en órganos!).

Las señales de salida de los divisores y de los circuitos conformadores de impulsos de los VCO 1 y 2, son sumadas y mezcladas con las del VCO 3 por medio del interruptor de coro. De esta forma el efecto de coro puede activarse o suprimirse a voluntad. Los circuitos conformadores de impulsos están constituidos simplemente por un conjunto de puertas NAND que generan, a partir de las salidas de los divisores, una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 25 por 100. Esta forma de onda es particularmente indicada para simular los sonidos que producen los instrumentos de cuerda. Por supuesto, es indispensable proceder a un filtrado de la señal antes de que ésta sea aceptable para el oído humano. El Corosint dispone de dos filtros: uno para los intrumentos de cuerda y otro para los instrumentos de viento. El disparo del generador de envolventes corre a cargo de un pulso

3a

Figura 3a y 3b. Esquema eléctrico del circuito principal del Corosint. Para mayor claridad el esquema se ha fraccionado en dos secciones.

derivado de la tensión KOV. Como ya hemos indicado, el generador de envolventes produce dos tipos de curvas de envolvente: AR (attack-release = ataque-caída) o ASR (attack-sustain-release = ataque-sostenimiento-caída). Esta envolvente controla el VCA («Voltage Controlled Amplifier» = amplificador controlado por tensión). La señal entregada por el VCA se envía a un amplificador externo.

Esquema del Corosint

La fuente de corriente y la cadena de divisores de tensión (representadas en la figura 2), atribuyen a cada tecla un valor de tensión específico. La tensión de salida del teclado (KOV) ataca a la entrada no-inversora del amplificador operacional A5 (ver esquema principal en las figuras 3a y 3b). Podemos utilizar el «teclado impreso» (ver figura 4) y una punta de prueba o, como alternativa elegante y profesional, recurrir a un teclado clásico conectado al circuito.
El transistor de efecto de campo (FET) T11 actúa como un interruptor destinado a «muestrear y retener» —en el condensador C1— la tensión procedente del teclado. La velocidad con que varía la tensión en la entrada no-inversora del circuito integrado IC1 es controlada por P2 y C1; lo que permite obtener un efecto de «glissando»

3c

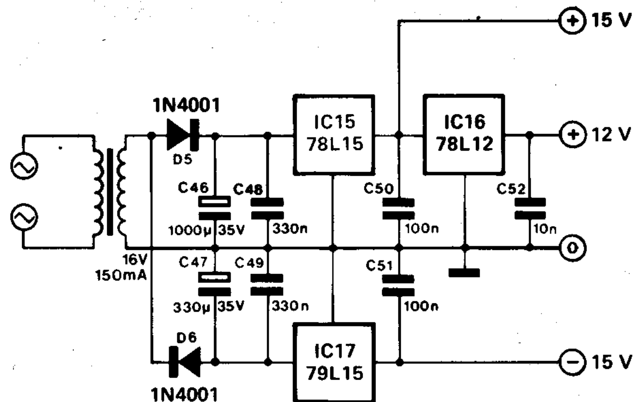


Figura 3c. La fuente de alimentación regulada del Corosint está incluida en la tarjeta de circuito impreso.

3b

4

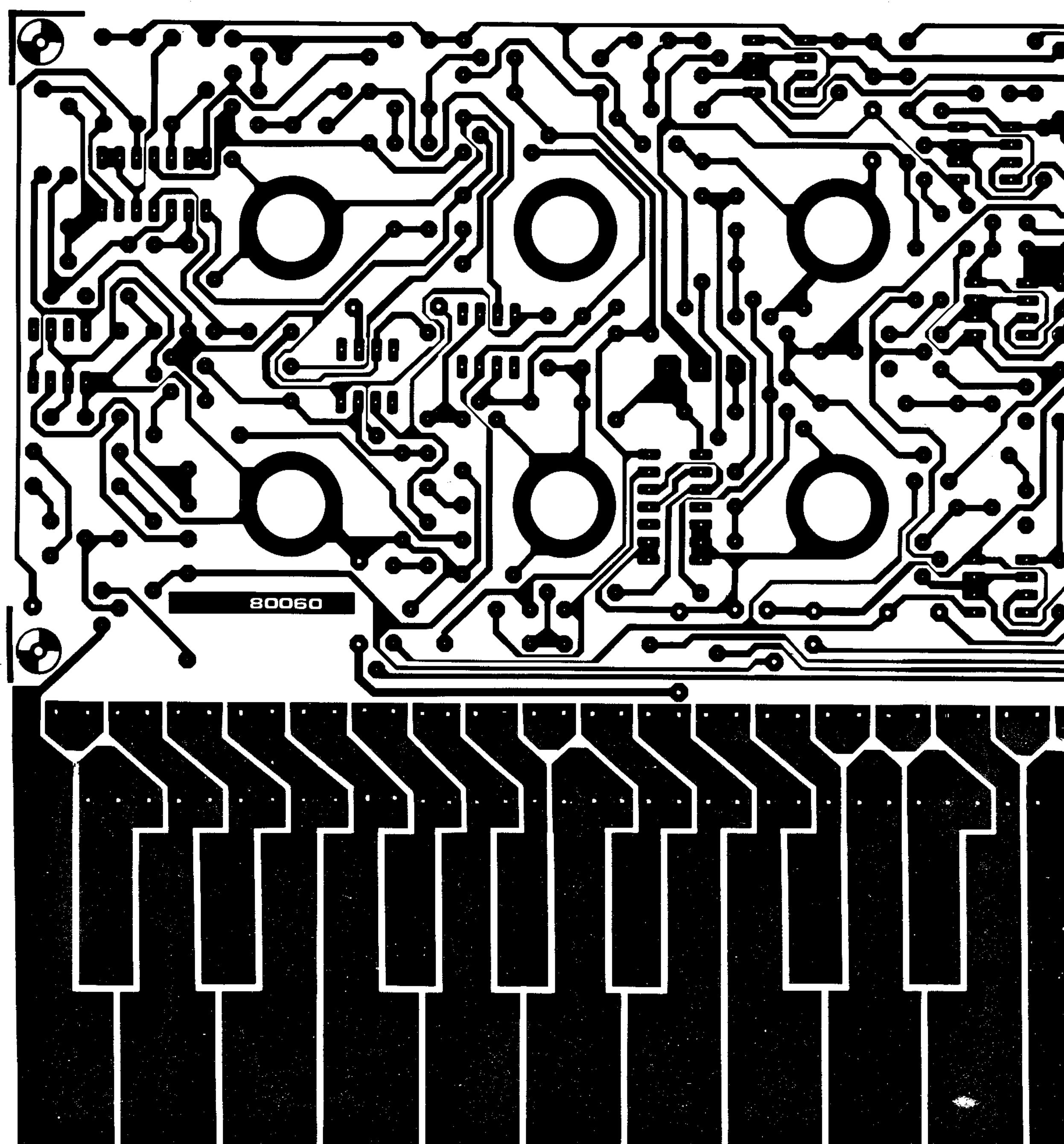
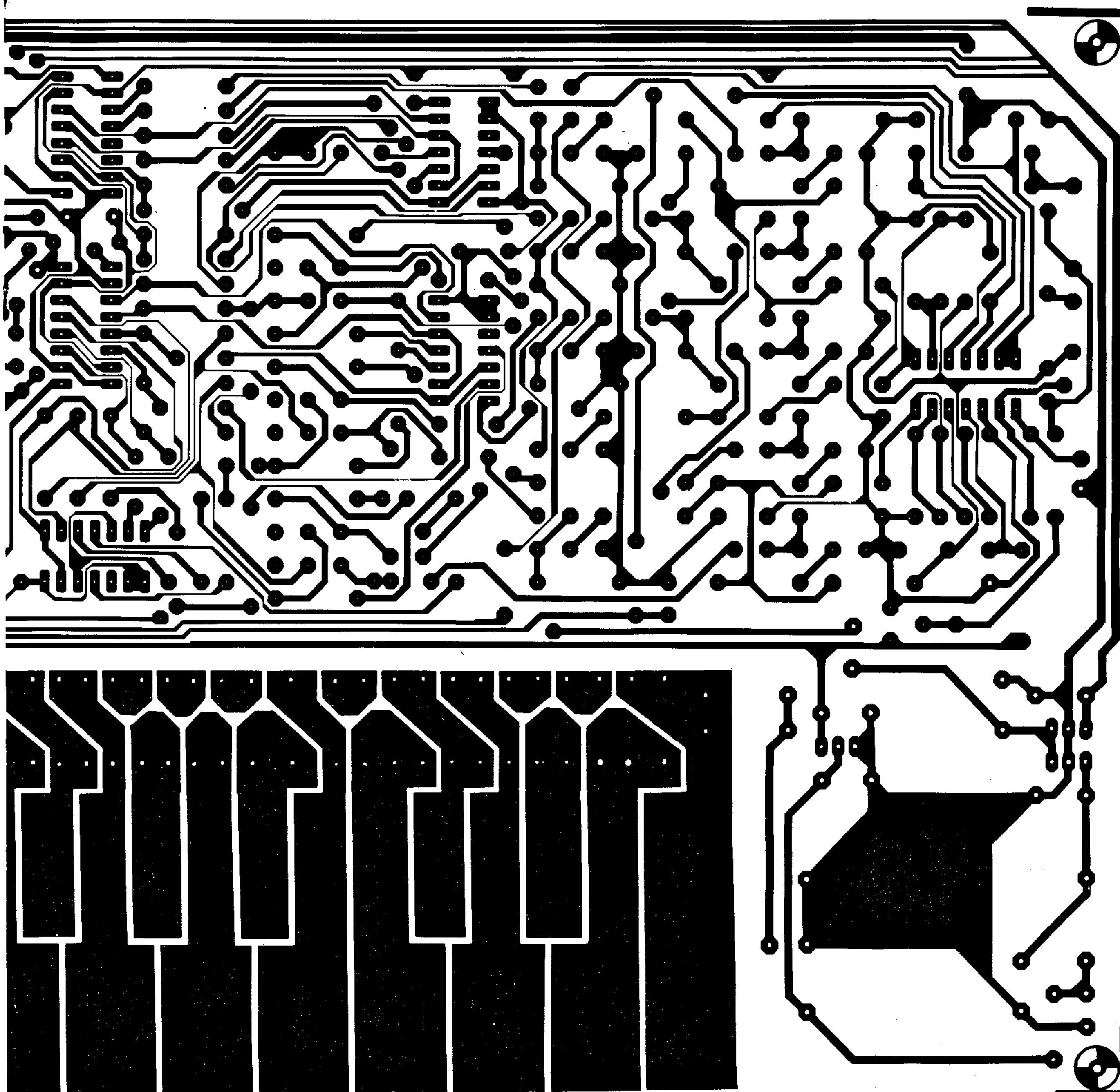


Figura 4. Circuito impreso del Corosint. La disposición de los componentes sobre la tarjeta aparece en la figura 5.

(deslizamiento) entre las notas. Los cuatro VCOs que aparecen en el diagrama de bloques, están construidos en torno a los circuitos integrados IC4 a IC7. Estos últimos no son más que simples temporizadores 555 configurados como multivibradores astables. Los circuitos integrados IC4, 5 y 6 (VCO 1, 2 y 3 de la figura 1) están sintonizados a la misma frecuencia, por consiguiente, los componentes auxiliares son del mismo valor. El circuito integrado IC7 (VCO 4) está sintonizado a una frecuencia 1 1/2 veces superior (esto es, a una quinta más alto), lo que explica que la magnitud del condensador C5 sea inferior. Cada VCO dispone de una entrada de modulación (patilla 5), controlada por el circuito oscilador de vibrato, compuesto por los circuitos integrados IC2 e IC3. La frecuencia del oscilador de vibrato se varía mediante P3, mientras que P4 controla la profundidad de modulación. El potenciómetro P5 introduce un offset en todos los VCOs, lo que permite, en la práctica, el ajuste fine de la «altura» del Corosint.

Las frecuencias de las señales de los VCO 1, 2 y 3 son divididas, cada una de ellas, mediante el circuito integrado 4520, dando lugar a frecuencias 2, 4, 8 y 16 veces inferiores a las que los VCOs. En cuanto al VCO 4, sólo se utilizan dos de las salidas del 4520. De esta forma, la señal de salida del VCO tiene su frecuencia dividida sólo por 2 ó 4; dicho de otra forma, no puede más que obtenerse el quivalente a un tubo de órgano de 30 ó 60 cm. Las señales procedentes de los dos divisores incluidos en el circuito integrado IC9, son asociadas y después mezcladas con las del divisor conectado a VCO 3 (circuito integrado IC6), por medio de los interruptores de coro S1 a S4. Esto proporciona un efecto de coro separado para cada registro.

Los interruptores de S5 a S14 se utilizan como «llaves». Dependiendo de la «llave» que se encuentre cerrada, la señal llegará al filtro de instrumentos de viento o al de instrumentos de cuerda. Los circuitos de filtro son relativamente simples. La sonoridad de las cuerdas la producen dos filtros pasivos paso-alto que lanzan la respuesta hacia las altas frecuencias con la ayuda de los condensadores C28 y C30. Los filtros para los instrumentos de viento son activos y de paso-bajo, con frecuencia de corte de 2 KHz (para 4,9 m., 2,45 m. y 1,2 m.) y de 4,5 KHz (para los tres registros altos: 60 cm., 80 cm. y 40 cm.). Los registros inferiores poseen, en consecuencia, una mayor proporción de armónicos altos, lo que mejora la sonoridad musical.



El impulso de disparo

El impulso de disparo procede de la tensión KOV a través de los amplificadores operaciones A4, A7 y A8. Su misión es la de disparar al generador de envolventes (AR/ASR), corriendo a cargo de S15 la elección de la forma de envolvente requerida. Cuando S15 está en la posición AR, el flanco de subida del impulso dispara al biestable constituido por las puertas NAND N10/N11; el transistor T7 entra en conducción, cargando al condensador C36 a través del potenciómetro de control del ataque P10. Cuando la tensión en bornes de C36 se aproxima a los 13,5 V, el transistor T10 se bloquea y el biestable vuelve a cero (reset). De inmediato, el condensador empieza a descargarse a través del potenciómetro P11 que controla la descarga y del transistor T8. Cuando se elige la envolvente ASR, el biestable permanece a 1 mientras está presente la señal de disparo, esto es, mientras se mantenga la nota en el teclado. Sólo cuando la tecla deja de estar accionada, el transistor T10 pone a cero el biestable descargándose el condensador (caída).
La salida del circuito conformador de la envolvente controla a un simple VCA que, a su vez, determina las características de amplitud dinámica de la señal de salida. El VCA consta de un amplificador operacional (A4) y de un transistor de efecto de campo FET.

Montaje y puesta a punto

La tarjeta de circuito impreso del Corosint (figura 4) está prevista para recibir todos los componentes del equipo; incluso incorpora un teclado. El teclado se ha incluido para aquellos lectores que deseen reducir al máximo el coste del montaje. No obstante, es muy simple conectar un teclado convencional, basta para ello con reemplazar cada tecla por un pulsador.

Dado que los osciladores tienen una característica tensión-frecuencia lineal, las resistencias de afinado del teclado deben constituir una cadena logarítmica de divisores de tensión. Los valores apropiados (por ejemplo: R86a y R86b) se obtienen a partir de resistencias de la serie E24. Utilizando resistencias del 1 por 100 se consigue una precisión de afinado del orden del 1 por 100 de un semitono. Si bien, a excepción de R115a y R115b que deben ser necesariamente resistencias del 1 por 100, puede optarse por resistencias del 5 por 100, ya

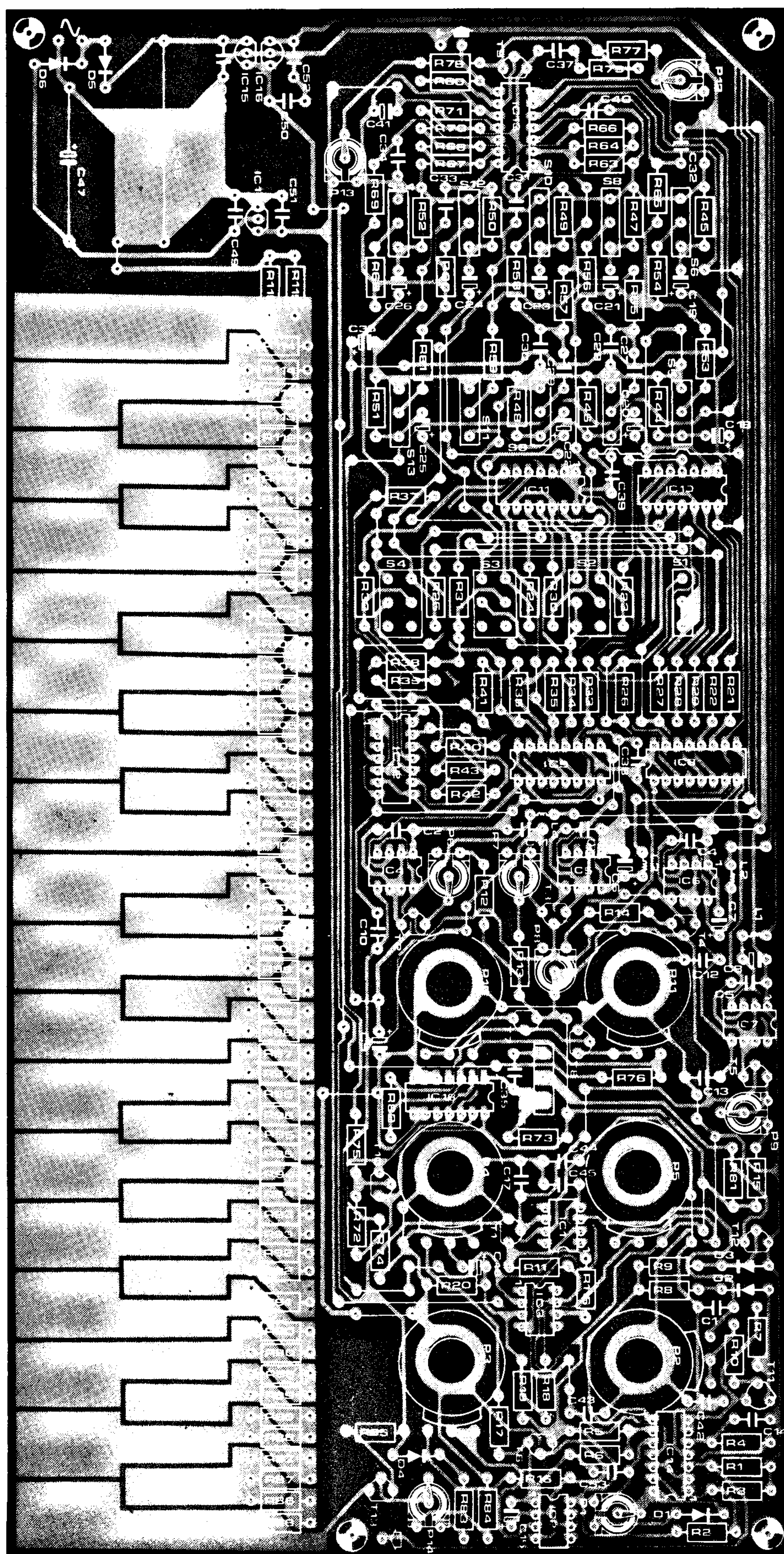


Figura 5. Disposición de los componentes. Para hacer posible su reproducción en esta página la tarjeta no aparece a tamaño real.

Lista de componentes:

Resistencias:

R1 = 10 M
R2,R3,R6,R10,
R21 . . . R43,R64,R68,
R74,R75,R82,R84 = 10 k
R4,R73 = 100 k
R5 = 1 k
R72 = 5k6
R7,R77,R78 = 1 M
R8,R9,R19,R20,
R66,R70,R80 = 47 k
R11,R53 . . . R62 = 22 k
R12 . . . R15 = 18 k
R16 = 15 k
R17 = 4k7
R18 = 82 k
R44 . . . R52 = 1k8
R63,R67 = 39k
R65,R69 = 6k8
R71,R97B = 330 Ω
R76 = 100 Ω
R79 = 470 k
R81 = 2k2
R83 = 1 k
R85 = 220 Ω
R86A,R112B = 5.6 Ω
R86B,R102B = 0.56 Ω
R87A = 6.8 Ω
R87B,R90B = 150 Ω
R88A,R89A,R92A = 10 Ω
R88B,R108,R112A = 22 Ω
R89B,R110A,
R111A,R113A = 27 Ω
R90A,R91,R94A,R109B = 8.2 Ω
R92B,R98B = 68 Ω
R93A,R96A,R97A,
R99A,R100A = 12 Ω
R93B = 39 Ω
R94B,R106B = 1.5 Ω
R95A,R98A,R101A,R102A,
R105A,R109A = 15 Ω
R95B,R114A = 33 Ω
R96B = 120 Ω
R99B = 1 Ω
R100B = 1.8 Ω
R101B = 560 Ω
R103A,R104A,
R106A,R107A = 18 Ω
R103B = 180 Ω
R104B,R114B = 470 Ω
R105B = 3.3 Ω
R107B = 2.7 Ω
R110B = 270 Ω
R111B = 680 Ω
R113B = 2.2 Ω
R115B = 120 k
R116 = 100 Ω
R115A = 1k24 1%

Potenciómetros:

P1 = 500 k (470 k) ajustable
P2 = 1 M lin
P3 = 22 k lin
P4,P5 = 10 k lin
P6 . . . P9 = 25 k ajustable
P10,P11 = 500 k (470 k) log
P12, P13 = 10 k ajustable
P14 = 250 Ω (220 Ω) ajustable

Condensadores:

C1 = 470 n
C2,D3,C4 = 3n3
C5 = 2n2
C6 . . . C9,
C18 . . . C26 = 10 μ/35 V
tántalo
C10 . . . C13,C17,C38 . . . C45,
C50,C51,C53 = 100 n
C14 = 33 n
C15,C36 = 4μ7/35 V tántalo
C16 = 2μ2/35 V tántalo
C27,C28,C31,C52 = 10 n
C29,C30,C35,C37 = 47 n
C32 = 12 n
C33 = 22 n
C34 = 27 n
C46 = 1000 μ/35 V
C47 = 330 μ/35 V
C48,C49 = 330 n

Semiconductores:

D1,D2,D3,D4 = DUS
D5,D6 = 1N4001
T1 . . . T5,T8,T10,
T13 = BC 177B, BC 557
T6,T7,T12 = BC 107B, BC 547
T9,T11 = 2N3819, BF 256B
IC1 = CA 3140, LF 356
IC2,IC4 . . . IC7 = NE 555
IC3 = 741
IC8,IC9 = CD 4520, MC 14520
IC10 . . . IC12,IC18 = CD 4011
IC13,IC14 = TL 084
IC15 = 78L15
IC16 = 78L12
IC17 = 79L15

Nota: En la serigrafía de componentes el regulador IC-17 debe girarse 180 °.

Varios:

Tr1: transformador 16 V/150 mA
S1, S5...S15: conmutador 2 pos/1 circ.
S2...S4: conmutador 2 pos/2 circ.
L1...L4: 5 espiras de hilo de cobre esmaltado de Ø 0,2 mm.
sobre núcleo de ferrita.

Características técnicas:

Gama tonal	Do a Do 5 de 66,41 Hz a 4184 Hz			
Teclado	2 1/2 octavas			
Registros	Violoncello	4,9	m.	S10
	Fogot	4,9	m.	S14
	Viola alta	2,45	m.	S9
	Clarinete	2,45	m.	S13
	Violín	1,2	m.	S8
	Clarinete	1,2	m.	S12
	Viola	60	cm.	S7
	Flauta	60	cm.	S11
	Doceava	70	cm.	S6
	Larigot	40	cm.	S5
Efectos	Coro	4,9	cm.	S4
	Coro	2,45	m.	S3
	Coro	1,2	m..	S2
	Coro	0,6	cm.	S1

Controles adicionales
Glissando: (portamento)
Vibrato: profundidad y velocidad P8 y P9
Conformación de la envolvente:
«Attack-release» o «Attack-sustain-release» seleccionable por medio de S15. Los tiempos de ataque y caída son ajustables independientemente entre 1 ms. y 10 s con los potenciómetros P10 y P11.

que el efecto de coro enmascara normalmente cualquier ligera desarmonía. Las inductancias L1 a L4 están constituidas por núcleos de ferrita sobre los que se bobinan cinco espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. de diámetro. Como quiera que el Corosint incorpora un elevado número de potenciómetros, puede dar la impresión de que va a ser difícil de calibrar. Antes de empezar con el método de ajuste, es aconsejable posicionar todos los controles en la forma siguiente:

— P1: resistencia mínima, completamente girado en el sentido de las agujas del reloj.
— P2: resistencia mínima, completamente girado en el sentido contrario a las de las agujas del reloj.
— P3: indiferente.
— P4: cursor a masa, completamente girado en el sentido inverso a las agujas del reloj.
— P5: a la mitad de su recorrido.
— P6: resistencia mínima, completamente girado en el sentido contrario a las agujas del reloj.
— P7...P10: a la mitad de su recorrido.
— P11: resistencia mínima, completamente girado en sentido contrario a las agujas del reloj.
— P12 y P13: cursor a masa, completamente girado en el sentido de las agujas del reloj.
— S1...S4: abiertos.
— S5 y S6: conmutados a masa.
— S7: conmutado hacia el condensador C20.
— S8...S14: conmutados a masa.
— S15: en posición ASR.

El VCA tiene dos ajustes: se trata de los potenciómetros P12 y P13. El potenciómetro P13 fija la ganancia mínima y se ajusta de tal forma que no se aprecie señal audible en la salida. Se acciona una nota y se la mantiene mientras se ajusta el potenciómetro P12 hasta que en la salida del amplificador operacional A4 aparezca una señal que crece lentamente. A continuación se actúa sobre el potenciómetro P1 de tal forma que no se distinga ningún cambio de frecuencia cuando se pulsa una tecla.
Para ajustar el teclado se procede como sigue: P14 se situará en una posición tal que en bornes de la resistencia R115 se miden 8,43 V. La medida se efectuará con la ayuda un polímetro de al menos 10 K /V. El tercer VCO (IC6) se ajusta sobre P8 de tal forma que se obtenga en la salida una nota DO2 al accionar la tecla situada en el extremo izquierdo del teclado. La «altura» del Corosint puede compararse con la de otro instrumento o, en su defecto, optaremos por medir la frecuencia que debe ser de 523,2 Hz. Ahora se cierra el interruptor S2 y con la ayuda del potenciómetro P7 se ajusta la frecuencia del circuito integrado IC5 a un valor lo más cercano posible al que corresponde a IC6. La nota de batido presente en la señal de salida debe ser lo más débil posible. Es necesario, a su vez, calibrar el potenciómetro P6 hasta que en la salida se aprecie un débil vibrato. En este punto deberíamos oír algo parecido a un coro. Por último, se ajusta el potenciómetro P9 hasta que la frecuencia de la señal de salida del circuito integrado IC7 (VCO 4) sea 1 1/2 veces superior a la de los restantes VCOs. El Corosint está ya listo para su estreno. En la tabla «datos técnicos» se indican las «llaves» y los valores que les corresponde a cada una de ellas.
Aunque ésta pueda ser la conclusión del artículo dedicado al Corosint, no es ciertamente el fin de la descripción de las posibilidades que ofrece este instrumento. Es posible que a muchos lectores se les ocurran multitud de modificaciones a realizar en el Corosint. Si usted encuentra alguna que le gustaría compartir, nos complacerá enormemente conocerla. ■

gong d.q.l.

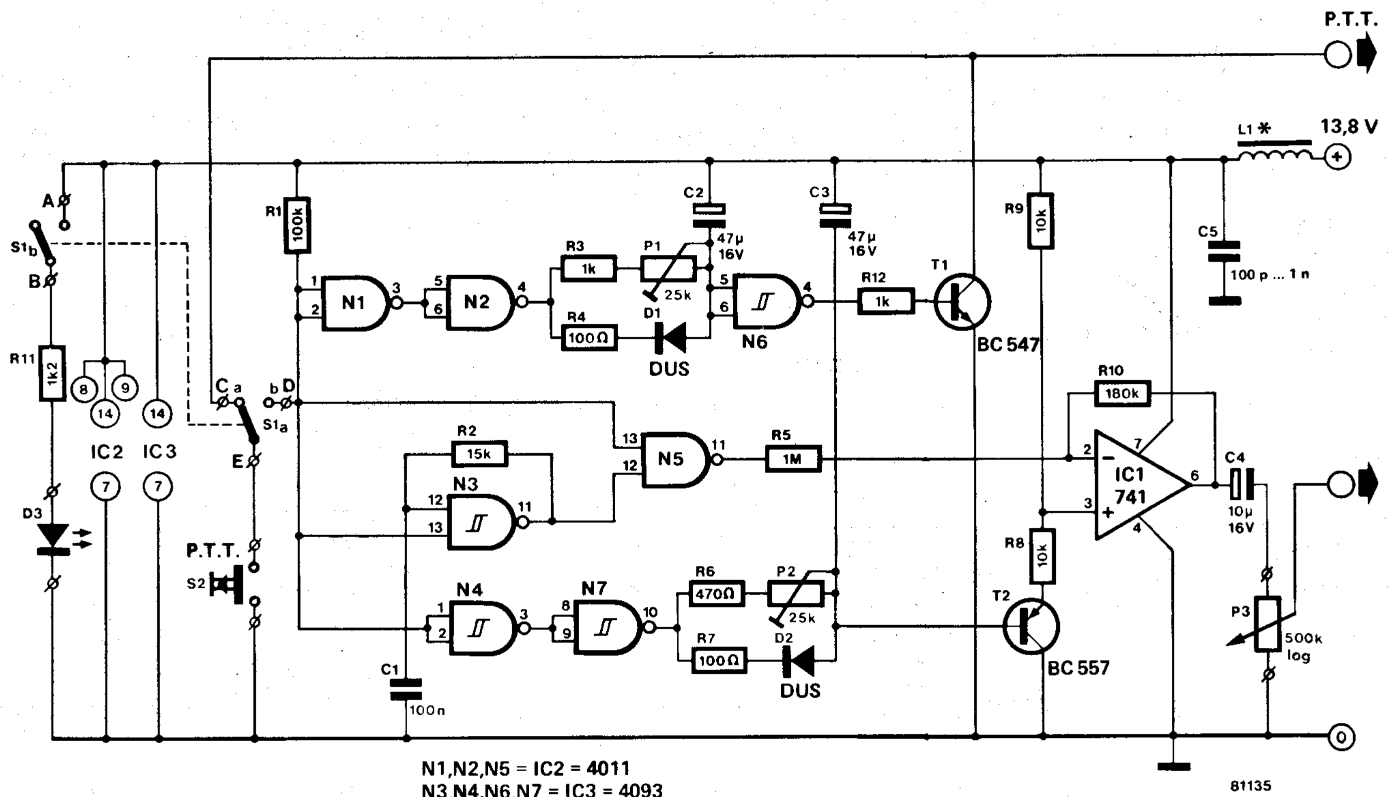
El montaje que se denomina «roger-bip» tomó su nombre de la jerga utilizada en aviación y en C.B. A la palabra «roger» que, com bien sabrán los radioaficionados significa «comprendido»; se la ha añadido el término onomatopéyico «bip» para indicar el final de transmisión. Existen diferentes versiones de este tipo de circuitos. Nuestro montaje se distingue de sus congéneres por el tipo de sonido, ya que se asemeja bastante a un gong. Este distintivo sonoro que se transmite al final de cada transmisión dará una nota personal al operador y a la estación que lo emplee.

Los que practican el deporte de la radioafición en banda ciudadana (CB = banda ciudadana), saben que el elemento básico de control en las estaciones de radioaficionado es el PTT (abreviatura anglosajona de «push to talk» = pulsar para hablar). Al accionar dicho pulsador uno de los terminales del micrófono queda conectado a masa, y como consecuencia se activa el relé de emisión/recepción. Para incluir este circuito en una estación de radioaficionado, se deberá interrumpir la conexión que acabamos a citar. La figura 1 lo muestra claramente. Las conexiones con S1 y con la salida de nuestro gong se hacen en el transmisor. Cuando el interruptor S1 se encuentra en la posición mostrada en el esquema (figura 1), la estación funciona normalmente, es decir, no se generará la señal de «roger-bip». Si el interruptor S1 se pone en la posición contraria, el transmisor emitirá la señal identificadora («roger-bip») al final de cada transmisión.

Hagamos un pequeño resumen del funcionamiento del circuito en este caso. Cuando el interruptor PTT está abierto, la estación se encuentra en modo recepción, y por consiguiente nuestro montaje no produce ningún efecto. Si se pulsa el PTT (circuito cerrado), los condensadores C2 y C3

Foto 1. Vista aérea del gong d.q.l.

1



* L1 = 5 espiras de hilo de cobre de 0,1 mm. de diámetro enrollado sobre una perla de ferrita.

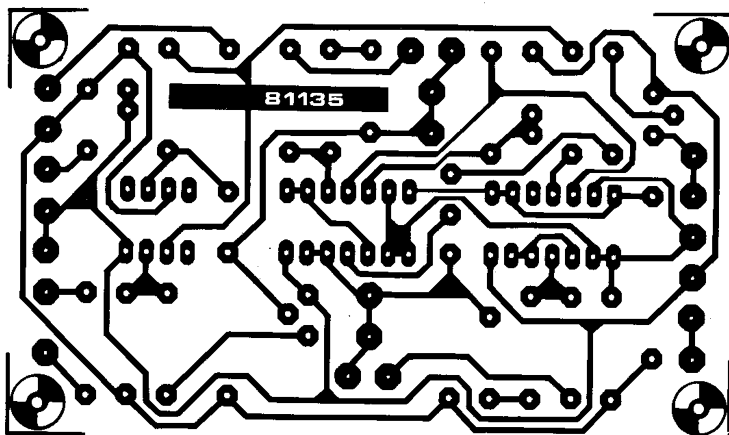
Figura 1. Circuito completo del gong d.q.l. En la posición indicada para los interruptores, el circuito está fuera de servicio.

comienzan a cargarse. Al dejar de pulsar el PTT la carga del condensador C2 mantiene la estación en emisión durante algunos instantes.
En este momento el disparador Schmitt N3 transmite la señal base para el efecto gong al amplificador operacional IC1. Al estar cargado el condensador C3, IC1 está en condiciones de amplificar la señal entregada por N3. La carga de este condensador C3 disminuye lentamente y esto hace que la gama de modulación de IC1 vaya disminuyendo al mismo ritmo. La señal generada de esta forma, no puede ser otra que una onda cuadrada de amplitud decreciente que simula con bastante realismo el sonido de un gong.

Descripción detallada

Cuando el conmutador S1 se encuentra en la posición b, el pulsador PTT está conectado a la puerta N1. Esta última está conectada en serie con la puerta N2 formando un doble inversor, de modo que a la salida obtenemos una señal idéntica a la de la entrada. Cuando el interruptor PTT está en la posición de reposo, aparece un potencial positivo en las entradas de N1 (a través de R1) y, por tanto, también en la salida de N2. El diodo D1 está bloqueado, es decir, no conduce. Cuando se pulsa el interruptor PTT, la entrada de N1 y la salida de N2 pasan a nivel bajo. En esta situación el condensador C2 comienza a cargarse a través del diodo D1. Este hecho tiene lugar con mucha rapidez, y por esta razón se ha incluido la resistencia R4 cuya finalidad es mantener el control de la corriente y así proteger el diodo D1. Cuando el condensador C2 está completamente cargado las entradas de N6 pasan a nivel bajo y, por tanto, la salida pasa a nivel alto. Como puede apreciarse en el esquema, la salida de N6 controla el transistor T1, es decir, cuando la salida de N6 pasa a nivel alto T1 entra en conducción y se activa el relé de emisión. Para volver a la posición de recepción será preciso liberar el pulsador PTT; esto tiene como consecuencia la aplicación de una tensión positiva en las entradas de N1 (y por consiguiente, la salida de N2 pasa a nivel alto). En este momento, el diodo D2 queda bloqueado y el condensador C3 comienza a descargarse lentamente a través del potenciómetro ajustable T1 y la resistencia R3. El período de descarga es variable y se ajusta mediante el potenciómetro P1 con lo que simultáneamente se determina el tiempo de conducción del transistor T1, es decir, el tiempo durante el cual la estación se encuentra en modo emisión para generar el buscado efecto sonoro «roger».
La puerta N3 asociada a una red RC, genera la sonoridad del gong, que como dijimos anteriormente no es más que una señal cuadrada de amplitud decreciente. Si se desea puede modificarse la altura del sonido, para ello bastará con modificar el valor de C1.
La puerta N5 tiene la misión de evitar que la señal rectangular llegue a IC4 en un momento inoportuno, por ejemplo, durante una transmisión. Esto se consigue conectando la patilla 13 de N5 a un nivel lógico bajo (pasando S1a a la posición b y pulsando el PTT), con lo cual dicha puerta queda bloqueada. Cuando se libera el pulsador PTT la patilla 13 de la puerta N5 pasa a nivel alto, con lo cual la señal de audio llega a la entrada inversora del amplificador operacional IC1 (a través de la resistencia R5). La patilla 3 del 741 estará, por tanto, a la mitad de la tensión de alimentación, siempre y cuando el transistor T2 esté conduciendo.
Si T2 está cortado, la patilla 3 de IC1 recibe

2



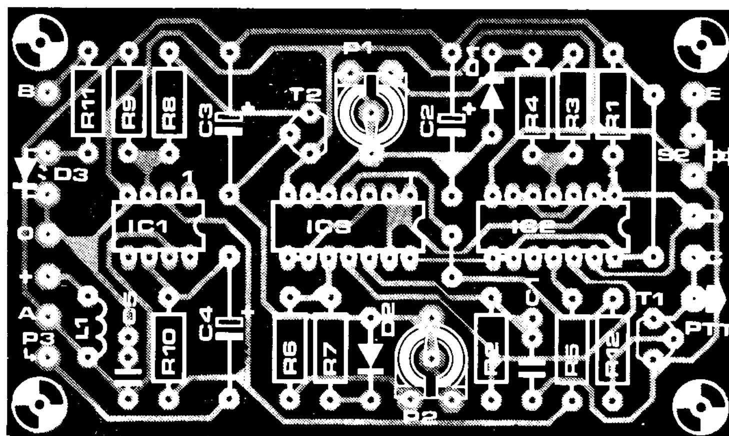


Figura 2. Placa de circuito impreso y disposición de componentes para el gong d.q.l. Es imprescindible montar el circuito en el interior de una caja metálica para evitar las interferencias.

Lista de componentes:

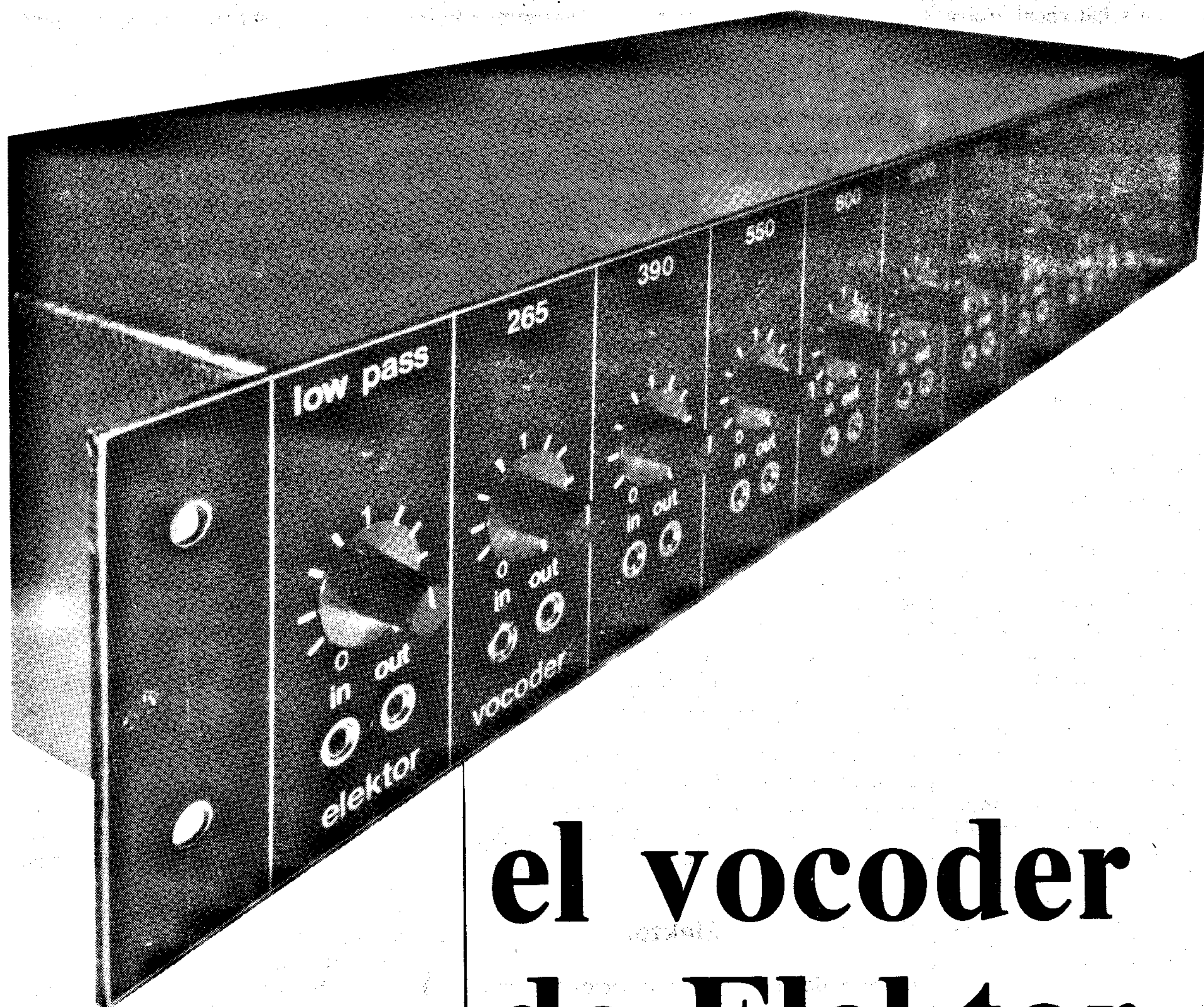
Resistencias:
R1 = 100 k -1/8 W
R2 = 15 k -1/8 W
R3 = 1 k -1/8 W
R4,R7 = 100 Ω -1/8 W
R5 = 1 M -1/8 W
R6 = 470 Ω -1/8 W
R8,R9 = 10 k -1/8 W
R10 = 180 k -1/8 W
R11 = 1k2 -1/4 W
R12 = 1 k -1/4 W
P1,P2 = potenciómetro ajustable de 25 k
P3 = potenciómetro log. de 500 k.

Semiconductores:
IC1 = 741
IC2 = 4011
IC3 = 4093
T1 = BC 547
T2 = BC 557
D1,D2 = DUS
D3 = LED 5 mm

Condensadores:
C1 = 100 n MKM
C2,C3 = 47 μ/16 V
C4 = 10 μ/16 V
C5 = 100 p . . . 1 n

Varios:
L1 = 5 espiras de hilo de cobre de 0,1 mm. enrrollado sobre una perla de ferrita.
S1 = conmutador bipolar.

el total de la tensión de alimentación; en otras palabras no se producirá ninguna amplificación y por consecuencia tampoco llegará señal de baja frecuencia a la salida. Asimismo al pulsar el interruptor PTT, se carga el condensador C3 a través de las puertas N4 y N7 y de D2 y R7. Esto es posible gracias a que las patillas 1 y 2 de la puerta N4 se encuentran a nivel lógico bajo, y también, por tanto, la salida de N7. En este momento el diodo D2 conduce. Cuando C3 está cargado, la base del transistor T2 pasa a nivel lógico bajo, con lo cual dicho transistor entra en conducción y aplica la semi-tensión de alimentación a la patilla 3 de IC1, que obviamente ahora sí amplifica la señal presente en su entrada y la conduce a la salida a través del condensador C4 y del cursor de P3. La resistencia R6 y el potenciómetro P3 hacen que el condensador C3 sufra un proceso de descarga lento, durante el cual T2 nuevamente pasa al nivel alto y simultáneamente la gama de modulación de IC1 disminuye. P2 permite ajustar el tiempo de descarga de C3.
El sonido generado se caracteriza por un ataque potente y rápido y un decaimiento pausado que en conjunto recuerda a la sonoridad de un gong. Si se utiliza una frecuencia inferior a la normalmente empleada en los «roger-bip», el sonido el gong cobrará un mayor realismo.
La segunda mitad del conmutador S1 enciende el diodo LED D3 conectado en serie con la resistencia R11. Como es lógico dicho LED tiene la misión de indicar la puesta en marcha del circuito «gong d.q.l.».
Los aficionados a la música electrónica podrán utilizar este montaje para generar efectos especiales, simplemente eliminando la parte de circuito constituida por N1, N2, N6 y T1. El sonido generado puede clasificarse dentro de los timbres de percusión (el potenciómetro P2 variará la característica del sonido).
Como sabrán la mayoría de los radioaficionados, este tipo de montajes son muy sensibles a las radiaciones de HF producidas por el emisor, y por tanto, es absolutamente necesario blindar el circuito, es decir, éste debe quedar totalmente cubierto por una caja metálica, que posteriormente se conectará al terminal de masa de la alimentación. Para evitar las interferencias de HF que pueden llegar a través de la alimentación, se ha hecho necesario intercalar un filtro de amortiguamiento compuesto por el choque L1 y el condensador C5. La construcción de L1 es de gran simplicidad: se devanarán 5 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm. sobre una perla de ferrita.
La tensión de alimentación determina claramente el tipo de circuito CMOS a emplear. Como es sabido los circuitos CMOS trabajan a una tensión máxima de 15 V (en algunos casos hasta 18 V), lo cual suele ser suficiente, pues la tensión normalizada a que trabajan los equipos de radioaficionados es de 12...13,8 V. Sin embargo, será necesario tomar las debidas precauciones cuando se opere desde un vehículo a motor, pues, aunque generalmente en un automóvil se dispone de una tensión continua de 12 V, ésta puede sufrir grandes variaciones (11...16 V), debido a la tolerancia de los reguladores de tensión.
Obviamente un defecto, o una fuerte desviación de la tensión nominal del regulador puede tener fatales consecuencias en los integrados CMOS. Para eliminar esta dificultad, en nuestro prototipo se han utilizado circuitos integrados de la serie 40..UB, cuya tensión máxima de alimentación es de 18 V.



el vocoder de Elektor (1)

¡otro estreno mundial!

La serie de artículos teóricos en torno a los vocoders ha suscitado un verdadero entusiasmo entre un gran número de lectores que aguardan impacientes ante la perspectiva de construirse su propio vocoder.
Nada hay más apasionante para los técnicos de Elektor que la seguridad de una gran parte de sus lectores esperan sus nuevos diseños, sin embargo, este caso se presentaba un tanto problemático: nadie, hasta ahora, se había atrevido a lanzar un diseño aceptable.
A pesar de todo, ¡llegó al fin! Un vocoder de 10 canales, concebido en colaboración con Synton Electronics verdaderos especialistas en la materia. El diseño ofrece muy notables características frente a su coste, haciéndolo ideal para los músicos que, aunque repletos de entusiasmo, no están en condiciones de acometer una inversión elevada.

No cabe la menor duda que para todos los que manejan el soldador con mayor soltura que la regla de cálculo, la teoría del vocoder se habrá abordado, hasta este punto, con un lujo de detalles más que suficiente.
En los artículos precedentes hemos examinado el «cómo» y el «por qué» y hemos descrito los principios básicos de varios de los sofisticados equipos que se encuentran en el mercado. El último artículo tenía como objeto la presentación, aunque abreviada, de la historia y tecnología de los vocoders y, al mismo tiempo, pretendía actuar como «ejercicio de precalentamiento» para iniciar el proyecto de montaje que exponemos en el presente artículo. Las dificultades inherentes al diseño de un vocoder han sido discutidas con exhaustividad y se acentúan aún más si tenemos en cuenta que se trata de un equipo a construir por el aficionado y no de una producción comercial. De ahí que los circuitos deban caracterizarse por una fiabilidad absoluta y que la incidencia del factor de tolerancia de los componentes deba ser reducido estrictamente al mínimo. Afortunadamente, los problemas no son irresolubles según vamos a ver a continuación.

Características

Número de canales:	10
Entrada vocal (palabra)	
Sensibilidad:	ajustable de 10 mV a 7,7 V
Impedancia:	10 KΩ
Entrada portadora	
Sensibilidad:	770 mV
Impedancia:	100 KΩ
Salida de línea	
Nivel de salida:	770 mV
Gama de frecuencias:	30...16.000 Hz

Una vez más...

Creemos que no es preciso explicar de nuevo lo que es un vocoder... No tenemos, en absoluto, la intención de repetirnos. No obstante, para los que anden aún en la incertidumbre, a pesar de nuestros anteriores exposiciones, vamos a dar aquí una breve definición:
Un vocoder es una «caja» provista de dos

entradas: una para una señal vocal y otra para una señal «portadora» o de «reemplazamiento» (en la práctica esto es, por lo general, algún tipo de señal musical). Dentro de la «caja», las características de la señal vocal (palabra) se superponen sobre la señal portadora. A la salida no existe más que una única señal. Esta tiene todas las características (incluso la inteligibilidad) de la señal vocal de entrada, aunque, sin embargo, el sonido de base emitido por el que pronuncia las palabras (vibraciones de las cuerdas vocales, resonancias creadas en las cavidades bucal y nasal) es sustituido por el de la señal musical. El resultado es «algo» dotado de una sonoridad musical pero que además habla.

¿Cómo se consigue? Eso es precisamente lo que hemos explicado en los artículos precedentes. No obstante y con ánimo de lograr una transición progresiva hacia el diagrama de bloques y los circuitos que les vamos a presentar, nos parece oportuno dar una rápida ojeada al «interior de la caja».

La mayor parte de los vocoders son de los denominados «vocoders de canales». Por supuesto existen otros sistemas (por ejemplo, basados en oscilador heterodino), si bien, su complejidad es tal que raramente son empleados en la práctica. El vocoder de Elektor pertenece a la categoría de los vocoders de canales y, por tanto, nuestro interés se concretará en este tipo de sistemas. El último artículo teórico incluía los diagramas de bloques ilustrativos del principio básico. Un rápido examen del diagrama de bloques del vocoder de Elektor (figura 1) revela que es prácticamente idéntico a lo que conocíamos.

El vocoder de canales está conformado por dos secciones básicas: el analizador y el sintetizador. Ambas son muy semejantes y consisten esencialmente en dos juegos de filtros idénticos (dos grupos de 10 en el vocoder de Elektor).

En la sección analizadora, los filtros sirven para fraccionar la señal vocal de entrada en las correspondientes bandas de frecuencia. La salida de cada filtro es rectificada y aplicada a un filtro paso-bajo; el resultado final es un conjunto de tensiones continuas variables, correspondiendo cada una de ellas a la «envolvente» de la señal vocal para la respectiva banda de frecuencias.

La sección sintetizadora divide la señal «portadora» en idéntico número de bandas de frecuencia que lo hace la sección analizadora. El nivel de la señal de salida de cada banda es modificado por un VCA (amplificador controlado por tensión) gobernado por una de las tensiones de control entregadas por la sección analizadora. Así pues, la «envolvente» de amplitud de cada una de las bandas de frecuencias obtenidas de la señal fónica o vocal, es superpuesta a la correspondiente banda de frecuencias de la señal portadora. Las salidas de todos los VCA se suman a continuación para obtener la señal de salida resultante. Esta se caracteriza básicamente por la presencia de componentes sonoras de la señal portadora a las que se imprime la articulación de la palabra; en otros términos, se trata en realidad de música que habla.

El vocoder de Elektor

Después de que nuestros servicios técnicos pasaran por toda una serie de experiencias con circuitos vocoders, nos dispusimos a entrar en contacto con Synton Electronics, fabricantes de los célebres vocoders Syntovox. El intercambio de puntos de vista netamente enriquecedores con estos especialistas se ha traducido en el circuito que describimos en el presente artículo, concebido pensando especialmente en el constructor aficionado.

El número de canales (constituidos por las bandas de frecuencia, tanto en la sección de análisis como en la de síntesis) se ha limitado a diez, basándose esta elección en varias razones de peso. En primer lugar es oportuno en orden a lograr una buena reproducción musical y una inteligibilidad satisfactoria de la «palabra». Por otra parte, representa un compromiso aceptable entre las prestaciones necesarias y la limitación del coste. Claro está que una versión de veinte canales sonaría mejor, con mayor «detalle»; pero, desde una perspectiva práctica, la mejora obtenida difícilmente justifica el desembolso y la complejidad —sensiblemente más importantes— que derivan de tal opción. No bastaría sólo con duplicar el número de filtros necesarios; éstos deberían poseer una pendiente más «tensa» (alrededor de 50 dB/octava) lo que implica una realización muy cuidadosa, acompañada de la necesidad de recurrir a componentes caros. En general, la elección de estos últimos debe ser muy estricta para tal tipo de filtros y ésta es una exigencia que no siempre está al alcance del aficionado medio. Por el contrario, para un vocoder de diez canales, pueden emplearse sin inconveniente alguno, filtros de 24 dB/octava. Su complejidad es drásticamente inferior y, lo que es más importante, los

1

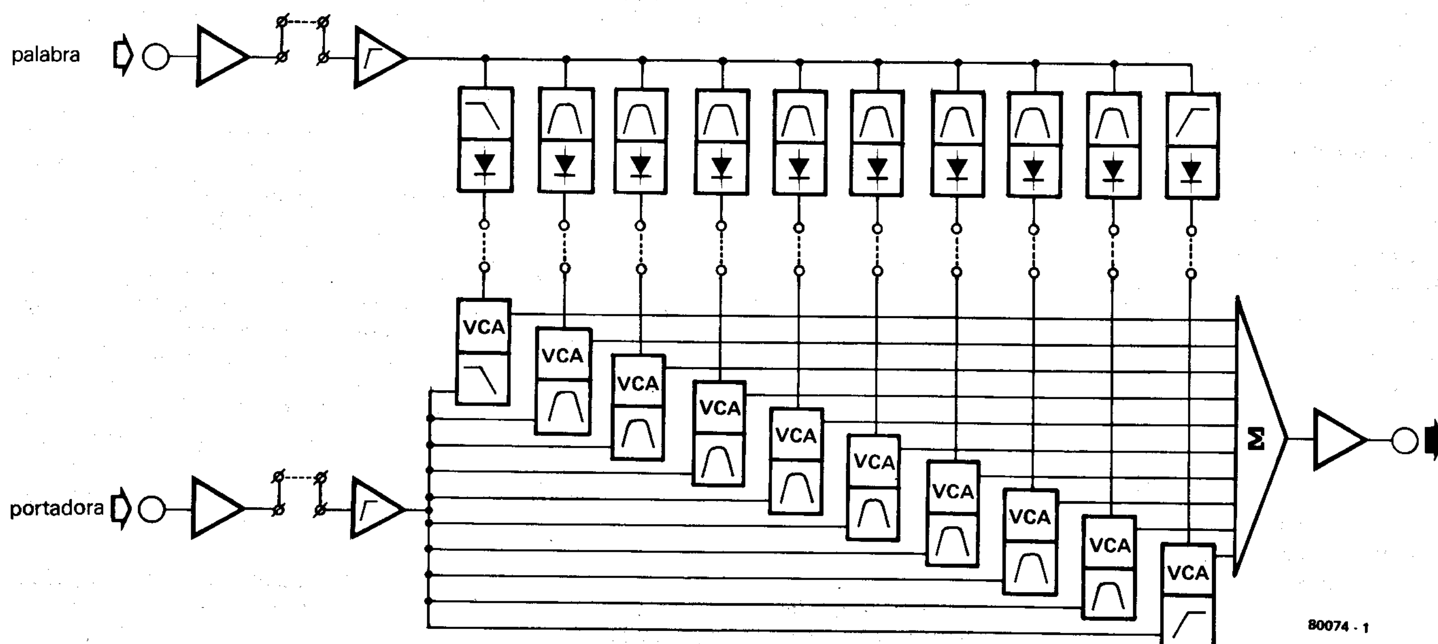


Figura 1. Diagrama de bloques del Vocoder de Elektor.

2

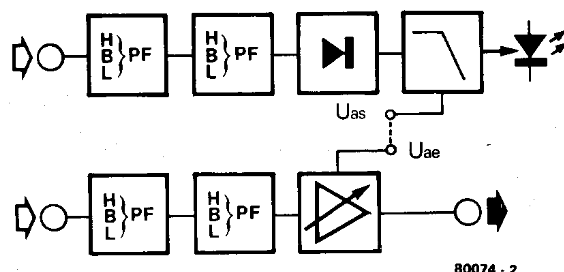


Figura 2. Diagrama de bloques de una unidad de filtro.

resultados son notables y se obtienen sin tener que recurrir a componentes y equipos de medida poco corrientes.

Por lo demás, la fiabilidad ha constituido un factor decisivo en la concepción global del circuito, no sólo en el diseño de los filtros. En la medida de lo posible, el circuito se ha dispuesto para que los niveles de tolerancia de los componentes y del cableado no mermen su funcionamiento. Se han ahorrado un elevado número de puntos de ajuste, mientras que los necesarios e imprescindibles están sensiblemente mejor distribuidos que en los equipos profesionales. Tanto es así que los resultados alcanzados permiten un margen de garantía tal que

Tabla 1

Filtro paso-banda	Frecuencia central	Gama de frecuencias.	C1 . . . C8	C9	C10	C11
BPF 1	265 Hz	210 - 320	82 n	220 n	33 n	330 n
BPF 2	390 Hz	320 - 460	56 n	150 n	22 n	220 n
BPF 3	550 Hz	460 - 640	39 n	100 n	15 n	150 n
BPF 4	800 Hz	640 - 960	27 n	68 n	10 n	100 n
BPF 5	1200 Hz	960 - 1440	18 n	47 n	6n8	68 n
BPF 6	1770 Hz	1440 - 2100	12 n	47 n	6n8	68 n
BPF 7	2650 Hz	2100 - 3200	8n2	47 n	6n8	68 n
BPF 8	3900 Hz	3200 - 4600	5n6	47 n	6n8	68 n

Tabla 1. El valor de los condensadores C1 a C11 que aparecen en el circuito de la figura 3 debe elegirse a partir de esta tabla.

3

Figura 3. Circuito completo de una unidad de filtro paso-banda.

puede prescindirse de la severa selección de componentes habitualmente tan necesaria. Dos dispositivos han sido excluidos deliberadamente de la versión básica: se trata del analizador de aspectro y del detector de sonidos sordos/sonoros. La razón es evidente: su utilidad es indudable, ¡pero son muy caros! En cualquier caso el circuito básico permite su posterior incorporación y es altamente previsible que, en un futuro próximo, publiquemos los montajes correspondientes. Pero por el momento nos olvidaremos del asunto, aunque esto impida que hayamos previsto un pequeño equipo alternativo ya incluido en el diseño: diez diodos LED —uno por canal— que reflejan de una forma simple la evolución del espectro de la señal fónica. La verdad es que su utilidad práctica es poca, pero también es mínima su incidencia en el precio del montaje.
La cuestión primordial para un gran número de nuestros lectores: ¿Cuánto va a costar todo? Una breve ojeada a las figuras 3 a 6 revela que no son pocos los componentes de un vocoder. Para ser francos... el circuito está plagado de amplificadores operacionales. También son varias las tarjetas de circuito impreso necesarias y éstas no son todo lo económicas que desearíamos. En definitiva, una estimación realista nos lleva a preveer una inversión del orden de las 20.000 pesetas. Es evidente que para ser una realización a nivel aficionado el montante es de consideración, si bien, hay que reconocer que es razonable para un buen vocoder como el que nos ocupa.

¿Qué hay en la caja?

La figura 1 muestra el diagrama de bloques del vocoder de Elektor. La zona superior constituye la sección analizadora mientras que la zona inferior representa la sección de síntesis.
Empecemos ocupándonos del analizador. La señal emitida por el micrófono se aplica al preamplificador adecuado que desde luego, no aparece en el diagrama de bloques; la sensibilidad de este punto de entrada es ajustable dentro de un amplio margen con el fin de que pueda utilizarse como entrada de línea para un preamplificador de micrófono externo. Al preamplificador le sigue una etapa separadora buffer que incluye un circuito de corte para frecuencias inferiores a 30 Hz.
La salida de la etapa separadora se aplica a los filtros que se encargan de fraccionarlas en diez bandas de frecuencia, esto es, una banda por filtro. Estas, no obstante, no son idénticas. En su conjunto, los filtros cubren la totalidad de la banda de audio comprendida entre alrededor de 30 Hz y hasta 16 KHz; cabe destacar que el primer filtro (paso-bajo) y el décimo (paso-alto) tratan una parte relativamente importante del espectro. Así, por ejemplo, el filtro paso-bajo cubre la gama de frecuencias que van desde 30 a 200 Hz, mientras que el filtro paso-alto se ocupa de todas las frecuencias superiores a 4.600 Hz. La zona central que se extiende desde 200 a 4.600 Hz, es la más determinante en lo que se refiere a la palabra y está dividida en ocho bandas por los restantes filtros.
Cada uno de los filtros es seguido por un rectificador de precisión y por un filtro paso-bajo. Este último no figura como tal en el diagrama de bloques al considerarlo como un elemento constitutivo de la etapa rectificadora. Es evidente que, tratándose de un vocoder, no son las fluctuaciones rápidas de la señal fónica o las componentes de la frecuencia rectificada (en simple o doble onda) que subsisten, las que nos importan; lo que nos interesa es la tendencia general del nivel de cada banda de frecuencias.
En la sección sintetizadora, la primera etapa es análogamente un preamplificador, en este caso de la señal portadora. También aquí le sigue una etapa separadora, semejante a la del analizador. La señal de salida se aplica a la correspondiente red de filtros que son idénticos a los del primer grupo ya comentado. La salida de cada filtro se encamina hacia un VCA cuya tensión de control la suministran el filtro y rectificador correspondientes de la sección analizadora. La señal resultante de la suma de las componentes entregadas por los diez VCA se aplica a la etapa separadora de salida.
Por último, es necesario comentar el signi-

4

Figura 4. La unidad de filtro paso-bajo.

5

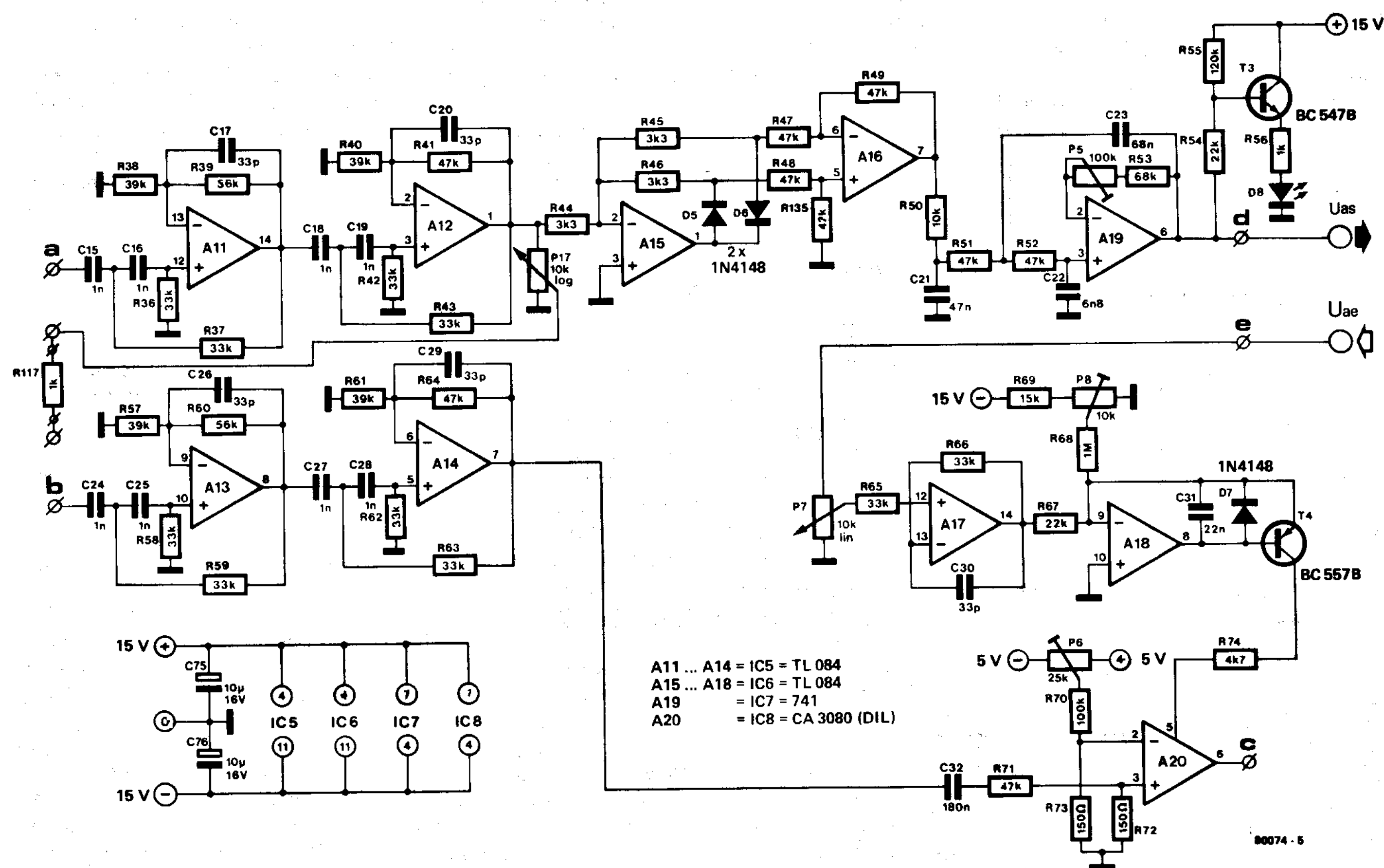


Figura 5. La unidad de filtro paso-alto.

ficado de las líneas de trazo discontinuo. Tanto en el analizador como en el sintetizador, la conexión entre el preamplificador de entrada y la etapa rectificadora subsiguiente se ha hecho accesible con objeto de hacer posible la posterior incorporación de un detector de sonidos sordos/sonoros. De hecho, tanto las salidas como las entradas acceden a un conector, y desde este, a través de un bus, pasan a un nuevo conector previsto para el futuro detector. De momento, sin embargo, las pistas de cobre están puenteadas deliberadamente para que cada salida de amplificador esté conectada a la entrada de la correspondiente etapa separadora. Los puentes se suprimirán en el momento en el que queramos incorporar el referido detector.

La conexión entre cada salida del rectificador y la entrada de control del VCA respectivo, está representada también por una línea de trazo discontinuo. Estos puntos están conectados a unos zócalos situados en el panel frontal del equipo. Tal disposición presenta la ventaja de posibilitar la conexión deliberada de algunas o todas las salidas a los VCAs no utilizados normalmente, con el fin de obtener efectos especiales. Más adelante volveremos a hablar con mayor abundancia de detalles sobre esta posibilidad, concretamente cuando lleguemos al apartado dedicado al empleo del vocoder.

Por el momento, nuestra atención se concentra en las características electrónicas de las diversas secciones que aparecen en el diagrama de bloques, de ahí que pasemos ya a ocuparnos de los circuitos.

Los circuitos

La construcción modular es la idea básica que ha presidido el diseño de nuestro vocoder. Las diversas zonas del circuito general van montadas sobre distintas tarjetas de circuito impreso. En conjunto aparecen doce tarjetas: una para la alimentación, otra que agrupa los amplificadores y separadores de entrada junto con el amplificador sumador y el separador de salida y, finalmente, una para cada unidad de filtro. Estas últimas incluyen una sección completa: dos filtros paso-alto, paso-bajo o paso-banda completos, asociados al rectificador y al VCA correspondientes. La figura 2 muestra un diagrama de bloques detallado de una unidad de filtro.

Dado que el circuito completo del vocoder alcanza dimensiones particularmente importantes y que, en consecuencia, sería difícil asimilarlo de una sola vez (por lo demás, su impresión sobre una única página de la revista es poco menos que imposible), será más cómodo analizar cada una de las secciones por separado. Podemos empezar, por ejemplo, por el elemento básico en el corazón del vocoder: la unidad de filtro. Nuestro interés se detiene en principio sobre la versión de filtro paso-banda, dado que nos lo encontramos hasta un total de ocho veces con sólo ligeras variaciones en los valores de los componentes.

El filtro paso-banda

El circuito aparece en la figura 3. Aquellos de nuestros lectores, que pensaban que exagerábamos al afirmar que el circuito completo era muy extenso, cambiarán ahora su opinión. Hay que tener en cuenta que todos los componentes que aparecen en la figura no constituyen más que una unidad de filtro y que en nuestro vocoder hay diez unidades semejantes.

Según acabamos de indicar, la versión paso-banda ilustrada en la figura 3 se nos presenta en ocho ocasiones. Cada uno de ellos trata una banda específica situada dentro de la gama de frecuencias comprendidas entre 200 y 4.600 Hz y esto se refleja evidentemente en los valores de los componentes. Concretamente en el caso de los condensadores C1 a C11. La tabla 1 da el valor preciso de cada condensador para los filtros paso-banda BPF1 a BPF8 e indica, asimismo, la frecuencia central que corresponde a cada filtro.

Al examinar con mayor atención el circuito de la figura 3, no es difícil distinguir las diversas secciones que componen el diagrama de bloques de la figura 2. Para empezar, reparemos en las entradas y salidas. Los puntos «a» y «b» son las entradas respectivas del filtro analizador (palabra) y del filtro sintetizador (señal portadora); «c» es la salida de señal, en otras palabras, la salida del VCA. El punto «d» es la salida de la tensión de control procedente del rectificador (más exactamente, procedente del filtro paso-bajo final) de la sección analizadora: Uas. A su vez, «e» es la entrada de la tensión de control, Uae, para el VCA del sintetizador. A1 y A2, asociados a sus componentes, constituyen el filtro paso-banda de

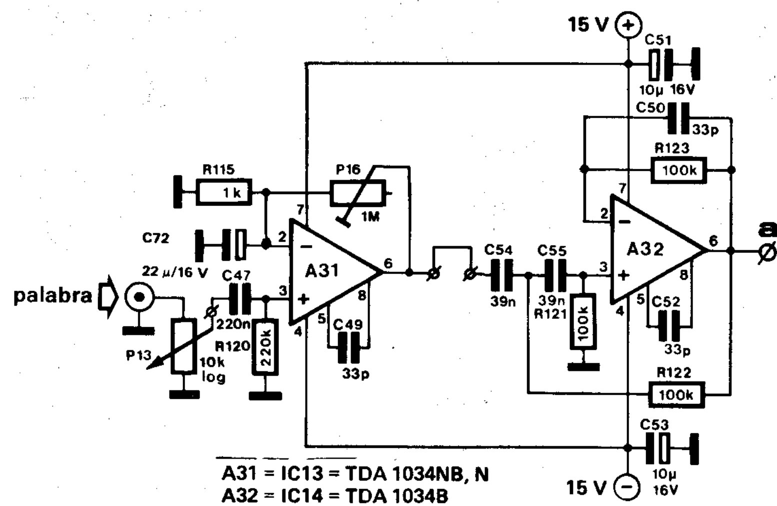


Figura 6a. Amplificador de entrada de «palabra» para micrófono

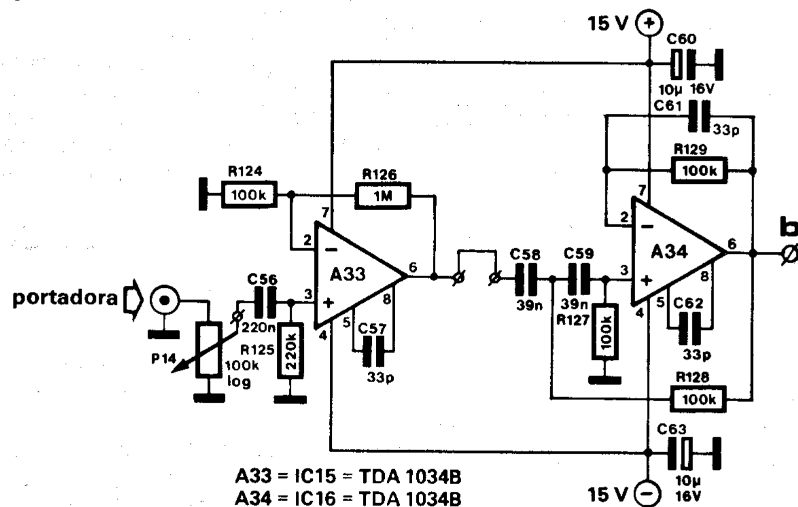


Figura 6b. Amplificador de entrada para la señal «portadora»

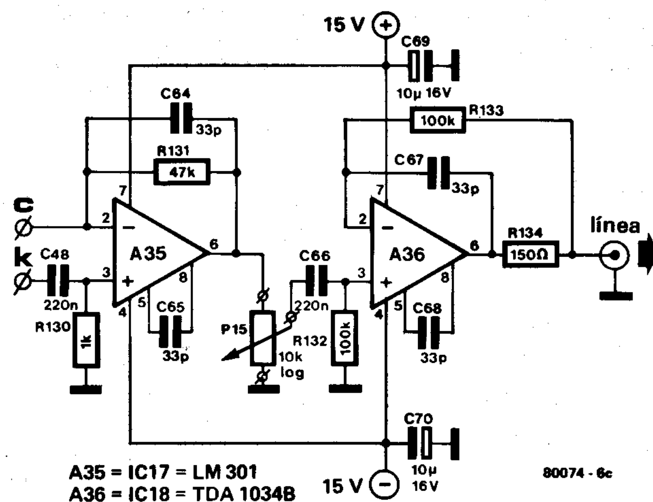


Figura 6c. Amplificador de salida

la sección analizadora. Una configuración idéntica integrada por A3 y A4 realiza la misma tarea en la sección sintetizadora. El rectificador de precisión está organizado en torno a A5 y A7; le sigue el filtro paso-bajo conformado por A9. Por último, A10 es el amplificador controlado por tensión (VCA). Desde luego, aparecen otros amplificadores operacionales, pero por el momento nos olvidaremos de ellos hasta más adelante.

Una cosa está clara: este circuito incluye un elevado número de operacionales. ¡Y no es el único!, todos los circuitos del vocoder están superpoblados de amplificadores operacionales. La razón básica de esta disposición no es otra que lograr la máxima simplificación de los circuitos; de haber utilizado transistores habríamos llegado a crear un embrollo descomunal. Afortunadamente, los amplificadores operacionables de elevada calidad, bastante corriente ya, son perfectamente adecuados para el tratamiento de la banda de audio.

La mayor parte de los operacionales empleados en este filtro son del tipo de entrada J-FET (TEC de unión). Un integrado TL084 lleva cuatro operacionales, aunque podemos utilizar también el integrado 4741 con la ventaja adicional de un inferior consumo de corriente. Ambos tipos han figurado en anteriores proyectos publicados en Elektor y con resultado satisfactorio. En el circuito intervienen también un 741 de uso general y un OTA del tipo CA3080 para el VCA; todos ellos son viejos conocidos de nuestros lectores.

Los filtros paso-banda poseen una configuración muy conocida; en cada sección aparecen dos filtros de Rauch conectados en cascada. La ligera variación en el valor de los componentes del primer y segundo filtro garantiza la obtención de una característica total ligeramente aplanada en lugar de la inflexión en punta que proporcionaría un filtro único. Cada filtro tiene una caída de 12 dB/octava, dando lugar a una caída total de 24 dB/octava al estar los dos filtros en cascada. Una observación que puede ser interesante mencionar es que la caída o pendiente de cualquier filtro, concebido correctamente, puede estimarse multiplicando el número de condensadores «activos» por seis. Por ejemplo, en nuestro circuito, cada filtro incorpora dos condensadores que, multiplicados por 6, da efectivamente 12 dB/octava.

Pero, volvamos al circuito. En la sección analizadora, al filtro paso-banda le siguen los dos amplificadores operacionales del circuito rectificador en onda completa (A5, A7, D1, D2) y un circuito RC (R30 y C9) que «depura» la señal obtenida. Un filtro paso-bajo activo (A9) completa lo esencial del «alisado». Es preciso adaptar el filtro paso-bajo a la gama de frecuencias seleccionada por el filtro paso-banda precedente. Es por esto, por lo que se asignan a C9, C10 y C11 valores distintos en cada sección según muestra la tabla.

En el caso ideal y en ausencia de señal, la componente de corriente continua de la tensión de control Uas debería ser nula. Por esta razón se inserta un ajuste del offset (el potenciómetro ajustable P1) para la correcta calibración de A9. La visualización del «espectro fónico» con la ayuda del conjunto de diodos LED, mencionados en

un párrafo anterior, se realiza utilizando la misma tensión de control para gobernar un LED (D3) por medio de un transistor (T1). En la sección sintetizadora, los dos primeros amplificadores operacionales (A3 y A4) se emplean en una configuración de filtro idéntica a la de la sección analizadora. Sigue, a continuación, el VCA en el que interviene un OTA (A10). Como quiera que un OTA (Amplificador Operacional de Transconductancia) es, de hecho, un amplificador controlado por corriente, es necesario preveerle un pequeño circuito suplementario. El amplificador A6 separa la entrada del resto del montaje y la tensión Uae es aplicada a un conversor tensión-corriente formado por A8 y T2. Este último es, en esencia, una fuente de corriente controlada por tensión; las variaciones de la tensión de control Ua, son convertidas en variaciones de la corriente de polarización del OTA (en la patilla 5 del A10). P4 sirve para fijar el umbral de intensidad de esta corriente; posteriormente, describiremos el procedimiento para graduarlo. Idénticas observaciones se aplican a la regulación de P2 cuya inclusión se ha previsto para equilibrar al amplificador diferencial de entrada del OTA; precaución destinada a impedir que las variaciones de la corriente de polarización interfieran sobre la salida en ausencia de señal «portadora».

Filtros paso-bajo y paso-alto

Los circuitos de las figuras 4 y 5 comparten una gran analogía con el de la figura 3. Esto no debe sorprendernos en absoluto puesto que la única diferencia entre el elemento paso-banda (figura 3), el elemento paso-bajo (figura 4) y el elemento paso-alto (figura 5) reside en el propio circuito de filtro. E incluso a este nivel, las diferencias son accesorias. Los filtros paso-alto y paso-bajo son variantes clásicas del filtro Sallen & Key conocido por los aficionados. Según hemos visto con anterioridad, ambas secciones están conectadas en cascada para obtener una pendiente total en el filtro de 24 dB/octava (recordemos: 4 condensadores y multiplicado por 6...). En el filtro paso-bajo, la frecuencia de corte está fijada en 200 Hz, mientras que para filtro paso-alto es de 4.600 Hz.

Módulo de entrada-salida

La figura 6 muestra el resto del vocoder que está formado por los circuitos de entrada y salida, agrupados ambos en una sola tarjeta de circuito impreso.
Una buena relación señal/ruido y una posibilidad de ataque suficiente son características de extrema importancia para los dos circuitos. Dadas estas condiciones, el amplificador operacional «ideal» no es otro que el célebre TDA 1034 (o NE 5534). Ante dificultades de localización, podemos servirnos (temporalmente) del LF 357, si bien, la relación señal/ruido se verá deteriorada.
La figura 6a muestra el circuito de entrada de palabra. El amplificador operacional A31 se utiliza como preamplificador de micrófono, de muy bajo ruido. La ganancia en tensión es susceptible de ser ajustada entre 1 y 1.000 para cualquier sensibilidad de entrada comprendida entre 10 mV y 7,7 V. El potenciómetro P13 es el responsable del ajuste de la sensibilidad. La impedancia de entrada se acerca a los 10 K Ω por lo que, en la práctica, podemos utilizar micrófonos de cualquier impedancia. Existe, asimismo, una entrada apropiada para las señales que proceden de un preamplificador de micrófono externo; en este caso, la ganancia se ajusta a un valor próximo a 12.
La salida A31 pasa a través de la tarjeta de bus, a un conector de reserva. Tal como ya se ha comentado, esta disposición se adopta en orden a ofrecer la posibilidad de incorporar posteriormente un detector de ruidos sordos/sonoro que será seguido por la etapa separadora/amplificadora (A32). La inclusión de C54 y C55 hace posible que esta etapa actúe adicionalmente a modo de filtro activo del zumbido. La salida «a» de A32 está conectada a la totalidad de las diez entradas «a» de las unidades de filtro.
El control de sensibilidad P14 está seguido de un preamplificador de entrada (A33) cuya ganancia es aproximadamente 10. Al igual que a la salida de A31, la señal es conducida hacia el conector de reserva. Por último, A34 constituye un filtro activo de corte para bajas frecuencias, combinando con una etapa separadora/amplificadora semejante a la de la figura 6a. A su vez, la salida «b» se halla conectada a la totalidad de las 10 entradas «b» de las unidades de filtro. Las salidas de todas las tarjetas de filtro (punto «c» de las figuras 3, 4 y 5) acceden a la entrada «c» de la figura 6c, siendo ésta la entrada del amplificador sumador. La primera etapa (A35 en el LM 301) es seguida por un potenciómetro para el control del nivel de salida (P15) y de una etapa separadora de salida (A36). Por las razones ya enunciadas (débil ruido y elevada potencia de ataque de salida) nos serviremos de un TDA 1034 para esta etapa final. El nivel nominal de salida del vocoder se sitúa alrededor de los 700 mV; la impedancia de salida es muy baja (algunos ohmios) a causa de la realimentación negativa: la acción de R134 se anula (esta resistencia se incluye para garantizar la estabilidad y como protección frente a cortocircuitos).

¿Qué veremos a continuación?

Nos queda aún que hablar del circuito de alimentación, de las tarjetas de circuito impreso y de las listas de componentes. Acto seguido, naturalmente, vendrán los detalles de montaje y los métodos de ajuste. Esto representa abundante temática, no obstante confiamos en poder abordarla toda en nuestro próximo número.
¿Algo más aún? Está ya previsto un artículo dedicado al empleo del vocoder y está en nuestro ánimo perfeccionar la visualización a LEDs que, por ahora, no deja de ser un simple accesorio indicativo, de tal forma que pueda utilizarse el vocoder como analizador de espectro simple. Esta será una ampliación muy útil.
Los proyectos a más largo plazo son por ahora un tanto vagos, no obstante, esperemos confiadamente proponerle una solución interesante para el detector de sonidos sordos/sonoros, así como para el generador de ruido que está previsto para un futuro no muy lejano. Una cosa es segura, no hemos terminado de hablar de los vocoders... aún queda para largo. ◄

Bibliografía:

Elektor, número 8 enero 1981: «Vocoders (1)» y «Vocoders (2)».
Elektor número 12, mayo 1981: «Los vocoders hoy».

voltímetro digital de 2 1/2 dígitos

Tres visualizadores, seis circuitos integrados y un puñado de componentes bastan para realizar el voltímetro que se describe en este artículo. No se trata de un aparato de alta precisión, realizado a base de circuitos integrados rarísimos y caros, si no de un voltímetro simple, que emplea componentes relativamente fáciles de encontrar, y sobre todo baratos.

Construir un voltímetro digital, es actualmente una tarea tan simple, que el aficionado no tiene que hacer practicamente nada, pues los modernos integrados LSI lo dan todo hecho. Todo lo que se necesita es un par de integrados: un convertidor A/D y un contador con salida directa para visualizadores de 7 segmentos (en la actualidad ya hay circuitos integrados que reúnen las funciones anteriormente citadas en un sólo chip). Las ventajas hablan por sí mismas: el circuito es sencillo de realizar, requiere poca o ninguna calibración y el precio es reducido.
Para hacer el proyecto que se describe en este artículo lo más accesible posible, nuestros diseñadores se han estrujado el cerebro hasta dar con un circuito en el que únicamente se utilizan componentes relativamente normales. El resultado es un voltímetro digital de 2½ con una precisión más que aceptable (±0,5 por 100). La exactitud de nuestro voltímetro es suficiente para la mayoría de las aplicaciones, especialmente si consideramos que la precisión de los voltímetros analógicos corrientes casi nunca es inferior al 2 por 100.

Un circuito interesante

En la figura 1 se muestra el circuito del voltímetro digital. La mayoría del trabajo lo realiza el integrado ICI. Se trata de un circuito multifunción que trabaja como contador y simultáneamente efectúa la gestión y control de los visualizadores. Este integrado CMOS contiene los siguientes bloques: un contador de 4 dígitos, una memoria de almacenamiento temporal (latch), un control para visualizadores de 7 segmentos y un circuito de multiplexado. En esta aplicación particular sólo se utilizarán tres de los cuatro visualizadores que puede controlar el integrado. Las salidas multiplexadas A, B, y C conmutan los cátodos comunes de los visualizadores mediante los transistores, T1, T2 y T3.
Cuando en la entrada memorización (latch) aparece un flanco descendente, se traslada el contenido del contador a una báscula subordinada (slave flip flop). Cuando la entrada de puesta a cero (reset) recibe un 1 lógico, se pone a cero el contenido del contador y el contenido del filp flop subordinado aparece en los visualizadores.
IC5, N1 y N2, junto con sus componentes asociados proporcionan las señales de memorización (latch) y puesta a cero (reset). IC5 está conectado como multivibrador astable, oscilando a una frecuencia de 2 Hz y con una relación impulso/intervalo bastante elevada. Mediante los componentes C6, R17, C7 y R18, las puertas N1 y N2 proporcionan las señales de memorización y puesta a cero a partir de la señal generada por IC5. Puesto que el impulso de puesta a cero llega con un ligero retardo respecto a la señal de memorización, se produce en primer lugar el desplazamiento del contenido del contador al flip flop subordinado, poniéndose a continuación el contador a cero. El número de impulsos enviados a la entrada de reloj de IC1 durante el intervalo que separa las señales de puesta a cero y memorización aparecerá por tanto en el visualizador.
Para convertir la tensión medida en una frecuencia, se emplea un convertidor de tensión/corriente. Al mismo tiempo, éste determina la constante de tiempo del multivibrador y contituye una fuente de corriente controlada por tensión.
La tensión a medir está conectada entre la alimentación de la fuente de corriente (6,8 V) y la entrada no inversora de IC3. En esta situación IC3 regula su tensión de salida de modo que T6 conduce hasta que la tensión presente en la entrada inversora se hace prácticamente igual a la de la entrada no inversora. Esto hace que la tensión en bornas de R12 y P2 sea igual a la tensión a medir. Por otra parte la corriente que atraviesa P2 y R12 y que procede del colector de T6 determina el tiempo de carga del condensador C9. El multivibrador formado en torno a IC4, descarga el condensador C9, siempre que la tensión de este último alcanza un valor igual a la mitad de la tensión de alimentación (en este caso 5V). En otras palabras, cuando la tensión de entrada sea alta, el condensador C9 se cargará y descargará con gran rapidez, y como consecuencia IC4 generará una frecuencia de elevado valor que se aplica a la entrada de reloj de IC1 apareciendo en el visualizador un número elevado.
La corriente de carga en el condensador es igual a: $\frac{U_{ent}}{P2+R12}$

En conclusión se puede calibrar el voltímetro mediante P2. P1 regula el ajuste del cero. El diodo D1 sirve para proteger la entrada contra tensiones de polaridad inversa. El voltímetro tambien dispone de un circuito que le protege contra las tensiones excesivamente elevadas (aunque a primera vista no se aprecie en el circuito).D3 y R11 mantienen una tensión continua de 3,9V. en el cátodo de D2. La alimentación de la fuente de corriente se toma también de la entrada +, y es de 6,8V. Si la tensión en la entrada es mayor que la diferencia de tensión entre los dos zeners más la tensión de polarización de D2 (6,8—3,9+0,6=3,5V), éste entrará en conducción disipandose en R10 la tensión restante. Este sistema proporciona una protección eficaz contra las tensiones de entrada hasta unos 100V.
La alimentación de IC3 se ha escogido deliberadamente mayor que la de la fuente de corriente, debido a que cuando la tensión de entrada es 0V, la tensión de salida de dicho amplificador operacional debera ser de 6,8 V-U_{BE}, y esto no es posible si la tensión de alimentación del operacional es tambien de 6,8V.

1

Figura 1.—Circuito del voltímetro digital. La línea de trazos indica los componentes que se incluyen en la placa del visualizador.

Otra característica interesante de este voltímetro es la indicación de sobrecarga. La salida 14 de IC1 genera un impulso (arrastre) cuando la lectura del visualizador sobrepasa el valor de 199. Mediante el detector de picos (R19, D6, C11 y R20) se hace que dicho impulso encienda intermitentemente el punto decimal DP1 (mediante N3 y T5) a la frecuencia de base generada por IC5.
Finalmente es de destacar que cuando la lectura es inferior a 0,99V., se suprime la lectura del dígito DP1.
La tensión general de alimentación se obtiene mediante el integrado regulador de tensión 7805.

Construcción

Todos los componentes requeridos para la construcción del voltímetro se montarán sobre dos placas como las que se muestran en la figura 2. La línea de trazos, que figura en el circuito teórico (figura 1), corresponde a la placa del visualizador. Esta placa es de tipo universal y se utilizará, también, para otros circuitos en los que se precise una visualización digital. En este caso, aunque en la serigrafia de dicha placa se ha reservado espacio para 4 visualizadores y 4 transistores, unicamente se emplearan los 3 primeros. Los puntos decimales de los visualizadores se conectarán exteriormente, mediante un conmutador externo (no representado en el circuito) para que pueda variarse simultaneamente con la escala elegida. Si se monta el circuito tal cual se muestra en la figura 1, la gama de medidas será de 10mV...2V, y por lo tanto se deberá conectar el punto decimal del primer dígito (DP1) a la resistencia R8.
La segunda placa incluye el circuito de entrada y el oscilador (IC3, IC4, IC5 e 1C6). Las placas se han diseñado de forma que puedan ser colocadas una detrás de otra. El único componente que no va incluido en las placas de circuito impreso es el transformador de alimentación.
Con el divisor de tensiones de la figura 2 se obtienen 3 escalas adicionales. En este caso se deberá omitir R9. Finalmente, haremos notar un punto de gran importancia: conviene asegurarse de que ninguna de las entradas del voltímetro digital hace contacto con la masa de alimentación.

2

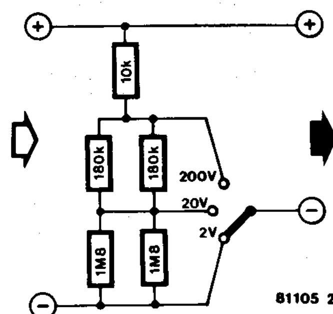


Figura 2.—Este divisor permite ampliar el número de escalas de medida del voltímetro digital. En este caso es imprescindible eliminar la resistencia R9.

Calibración

Como se dijo anteriormente el voltímetro digital «a secas» tiene una escala que va de 10mV hasta 2V. con una precisión del ± 0,5%. La calibración del instrumento se realizará de la siguiente forma. En primer lugar, se cortocircuitaran los dos terminales de entrada (bornas de R9). A continuación se ajustará el potenciometro P1 (girandolo en sentido anti-horario) hasta que en el visualizador aparezcan las cifras «00».
Una vez hecho esto, se retira el puente realizado en la entrada del voltímetro y en su lugar se conecta una fuente de tensión de referencia. Seguidamente, se ajusta el potenciometro P2 hasta obtener en el visualizador el valor exacto de la tensión de referencia. Puesto que normalmente no se suele disponer de tensiones tan exactas como para poder calibrar un voltímetro, proponemos un segundo método de calibración, que consiste en utilizar un segundo voltímetro (de precisión conocida) y aplicar una tensión (por ejemplo 1V) a la entrada de ambos medidores. La exactitud de la calibración así realizada, dependerá, unicamente, de la calidad del voltímetro patrón utilizado.
Si se acopla al voltímetro el divisor mostrado en la figura 3, obviamente la precisión alcanzable en las escalas supletorias estará en función de la tolerancia de las resistencias empleadas.

3

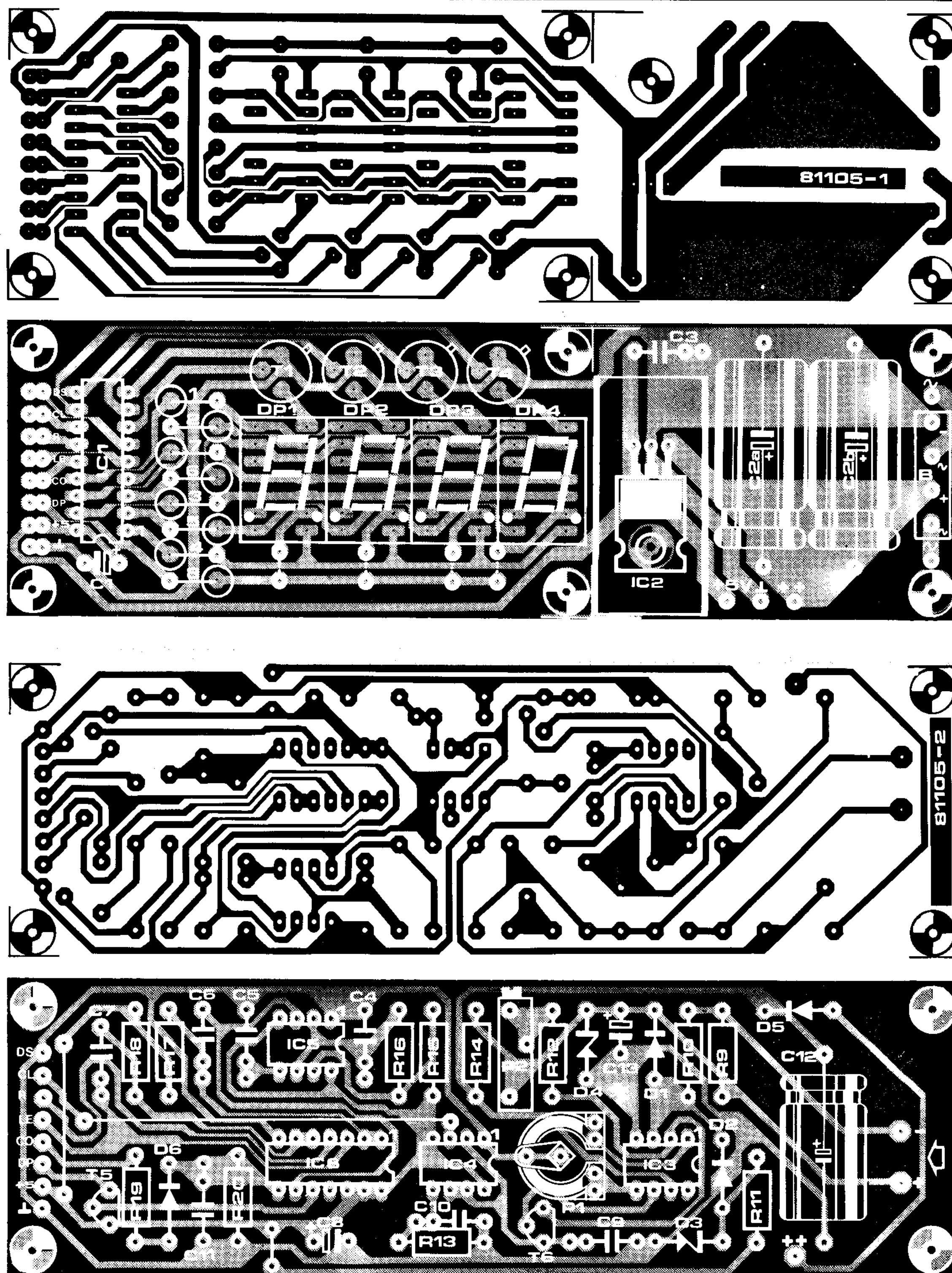


Figura 3. — Placas de circuito impreso y disposición de componentes para las dos placas que forman el voltímetro digital. Ambas placas deberán interconectarse tal y como indica la figura 1 (para ello se han marcado en las dos placas las abreviaturas de la función que realiza cada terminal). Como puede observarse, en la placa del visualizador vienen dibujados 4 dígitos, sin embargo, en esta aplicación sólo se emplearan 3, y por la misma razón sólo se incluirán los transistores T1, T2 y T3.

Lista de componentes:

Resistencias:
R1 . . . R7 = 22 Ω
R8 = 100 Ω
R9 = 1 M
R10,R16 = 100 k
R11 = 220 Ω
R12 = 8k2
R13 = 10 k
R14 = 560 Ω
R15 = 1M2
R17 = 1k8
R18 = 22 k
R19 = 2k2
R20 = 4M7
P1 = 10 k ajustable
P2 = 5 k multivuelta

Condensadores:
C1 = 10 μ/10 V tántalo
C2a,C2b = 470 μ/35 V
C3 = 100 n
C4 = 470 n
C5,C10 = 10 n
C6 = 1 n
C7 = 39 p
C8 = 1 μ/10 V tántalo
C9 = 27 n
C11 = 220 n
C12 = 100 μ/35 V
C13 = 1 μ/10 V tántalo

Semiconductores:
T1 . . . T3 = BC 141
T4 no necesario
T5 = TUN
T6 = BC 557B
IC1 = 74C928
IC2 = 7805
IC3 = 3140
IC4,IC5 = 555
IC6 = 4093
D1,D2,D6 = 1N4148
D3 = 3V9/400 mW diodo zener
D4 = 6V8/400 mW diodo zener
D5 = 1N4001
B = B40C1000

Varios:
Dp1 . . . Dp3 = 7760
Dp4 no necesario
Tr1 = transformador de 9 V/0,5 A

experiencias con el Junior Computer

Las preguntas, observaciones, sugerencias, deseos, lamentos y críticas (algunas amargas...) procedentes de aficionados, técnicos e incluso profesionales de la enseñanza, que nos llegan a través del teléfono, télex o carta, constituyen en esta ocasión el objeto del presente artículo. Algunas de estas dudas y observaciones son tratadas en profundidad, no obstante, es posible que estas líneas susciten una nueva avalancha de preguntas y sugerencias por parte de nuestros lectores...

Con la colaboración de H. P. Diehl y H. D. De Mulder.

Pues bien, henos aquí dispuestos a entrar en materia. La mayor parte de la información que vamos a proporcionar, viene reflejada en los libros 1 y 2, dedicados al Junior Computer, si bien, en algún caso, es necesario leer entre líneas. Con las aclaraciones que damos a continuación, confiamos en mantenerle operando a Ud. y a su ordenador hasta la próxima llegada del libro 2.

Problema 1: cálculo decimal.

En el libro 1 hemos observado que es posible calcular tanto en binario natural como en BCD (decimal codificado en binario). Para cálculos en BCD se emplea la instrucción SED (FB), que puede dar lugar a una conclusión problemática cuando al final del programa figura una instrucción BRK o cuando, al operar en modo paso a paso, se salta al control del monitor (1CØØ) después de ejecutar la instrucción. ¿Qué ocurre en este último caso?

Cuando se produce un salto al programa monitor, estando posicionado a 1 el indicador D, acontecen algunas anomalias. En primer lugar, las teclas F, +, AD, DA, PC y GO dejan de ser operativas y, a su vez, la función de las teclas de datos A...F se pierde. No obstante, observamos con sorpresa que la tecla A realiza la función de la tecla AD, la tecla B asume la función DA, la tecla C realiza la función +, la D es ahora GO y la funcionalidad de la tecla E coincide con PC. En otras palabras, la función numérica de las teclas A...F se ha perdido. No es posible, por tanto, introducir direcciones que incluyan cifras hexadecimales A...F. No vayan nuestros lectores a perder la serenidad ya que existe una solución... ¡vea qué fácil!: se introduce la dirección inferior más próxima que emplee únicamente los valores comprendidos entre Ø y 9 y, a continuación, se incrementa ésta, cuanto sea necesario, por medio de la función + gestionada, en este caso, por la tecla C... en definitiva, no hemos hecho otra cosa que ir de Madrid a Barcelona vía Zaragoza.

Pero ¿por qué sucede ésto? En el transcurso de la rutina GETKEY del programa monitor, el valor de una tecla se determina por la adición de Ø7, cero, una o dos veces a un valor de base. Este método funciona a la perfección, siempre y cuando se trabaje en binario natural, pero las cosas se complican al operar en BCD ya que, en este caso, los códigos de tecla se mezclan, produciendose errores.

Una forma de resolver esta circunstancia consiste en dotar a la rutina SAVE del monitor —al igual que a la rutina RESET— de la instrucción CLD, cuyo código de operación es D8. Esta solución no ocasiona inconveniente alguno, ya que la característica D = 1 es preservada en el registro salvaguardado P (ØØF1) y restaurado posteriormente cuando el ordenador retorne de estar bajo el control del programa monitor (sección GOEXEC). En cualquier caso, es necesaria una modificación en la EPROM:

```
1C1A 4C 32 1C JMP START
y
1C31 78       SEI
1C32 D8       CLD     D=Ø START (temporalmente)
                      aritmética binaria
```

Con este procedimiento resulta que la zona central START empieza por la instrucción CLD. Después de SAVE, el ordenador volverá a utilizar la aritmética binaria, reteniendo todas las teclas sus funciones normales.

Veamos un ejemplo simple de cálculo en BCD, tomando como punto de partida el programa de adición de la página 67 del libro 1:

```
Ø1ØØ  18      CLC
Ø1Ø1  A9 13   LDA = 13
Ø1Ø3  F8      SED        D = 1 cálculo decimal
Ø1Ø4  69 Ø8   ADC = Ø8
Ø1Ø6  D8      CLD        D = Ø cálculo binario
Ø1Ø7  ØØ      BRK
1A7E  ØØ                 El vector IRQ nos remite al
1A7F  1C                 monitor
```

Una vez introducida la dirección inicial del programa, basta con accionar la tecla GO para lanzar su ejecución, que concluirá con un salto al monitor. Las teclas operan con su función habitual ya que después de la adición hemos regresado al modo binario. El resultado de la adición (21) se encuentra en la posición de memoria cuya dirección es ØØF3.

Veamos otra posibilidad:

```
Ø1ØØ  18          CLC
Ø1Ø1  A9 13       LDA = 13
Ø1Ø3  F8          SED        D = 1 cálculo decimal
Ø1Ø4  69 Ø8       ADC = Ø8
Ø1Ø6  ØØ          BRK
1A7E  ØØ                     El vector IRQ conduce
                             hacia 1AØØ
1A7F  1A
1AØØ  D8          CLD        D = Ø cálculo binario
1AØ1  4C ØØ 1C    JMP-SAVE   salto al monitor
```

Al finalizar el programa, la instrucción BRK nos conduce, por intermedio del vector IRQ, a la dirección 1AØØ y, ya de vuelta al modo binario, se salta al programa monitor.

El método que acabamos de describir es el más oportuno cuando el programa se ejecuta en su totalidad sin interrupción alguna y el único posible cuando el programa se recorre en modo paso a paso.

Cabe aún considerar algunos aspectos. Para la ejecución en modo paso a paso es necesaria una modificación física, dado que el monitor no puede ser recorrido paso a paso. Esta salvedad es consecuencia de las funciones del propio monitor, que debe gestionar el teclado y la visualización y, para ello, precisa de un elevado número de instrucciones ejecutadas secuencialmente. Esto explica la presencia de la puerta N5 en el esquema de principio del Junior Computer. En el supuesto de que la señal K7 esté a nivel lógico alto (la EPROM no está direccionada) se produce una interrupción NMI

después de cada impulso SYNC (generado durante la fase «código de operación» de una instrucción). Cada una de las NMI emitidas, origina un salto al programa monitor después del tratamiento de la instrucción en curso (bajo la condición previa de que el vector NMI esté posicionado en 1CØØ). Si, por el contrario, la línea K7 se encuentra a nivel lógico bajo (monitor direccionado) no se originan interrupciones NMI.
Dentro de las expansiones opcionales del Junior computer figura un monitor para gestión de impresora (PM), cuyo emplazamiento ocupa las posiciones de memoria comprendidas entre 1ØØØ y 13FF y que es seleccionado por la línea K4. El citado monitor de aplicación PM no puede ser recorrido en modo paso a paso, de ahí la necesidad de preveer la modificación de la circuitería agrupada en torno a N5, según aparece en la figura 1b. Para bloquear la emisión de interrupciones NMI a través de SYNC, contamos con dos posibiliades: K4 ó K7 pueden emplearse para obtener una de las señales y K6 para la otra. (Más adelante aludiremos a cuestiones prácticas y diseccionaremos la figura 1b). La cuestión se concreta aquí en el hecho de que la conexión de K6 se traduce en la imposibilidad de recorrer en modo paso a paso cualquier programa alamacenado en la página 1A. El programa de adición decimal que nos sirvió de ejemplo sí puede, no obstante, ser recorrido paso a paso.

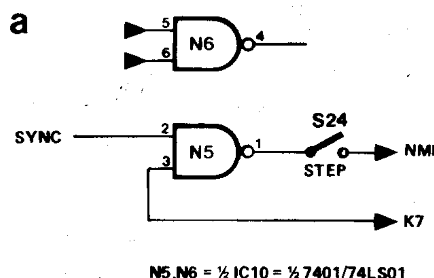
Problema 2: obtener una tecla «—»

Es bien conocida por los lectores la posibilidad de pasar de una dirección a la sucesiva, haciendo uso de la tecla « + », en cualquier momento en que sea necesario. Cuando deseamos verificar un programa almacenado en memoria no tenemos más que accionar la tecla « + » para disponer de la visualización del contenido de las sucesivas posiciones de memoria.
En algunas ocasiones, se nos antoja deseable la posibilidad de disponer de una tecla que realice la función inversa «—» y que nos permita decrementar sucesivamente las posiciones de memoria visualizadas. Y del deseo a la concreción práctica: basta con posicionar el vector NMI (1A7A—1A7B) sobre la dirección 1AØØ a partir de la que se encuentra el programa siguiente que, naturalmente, se habrá introducido en memoria con anterioridad:

```
MIN 1AØØ 48     PHA            guarda el acumulador
                               en el stack
    1AØ1 A5 FA  LDAZ-POINTL    carga el byte dirección
                               de orden bajo
    1AØ3 DØØ2   BNE ADL        bifurcación hacia
                               ADL si A ≠ Ø
    1AØ5 C6 FB  DECZ-POINTH    decrementa
                               POINTH
ADL 1AØ7 C6 FA  DECZ-POINTL    decrementa
                               POINTL
    1AØ9 68     PLA            recupera el valor primi-
                               tivo del acumulador
    1AØA 4Ø     RTI            retorno al
                               monitor
```

Ya no hay más que accionar la tecla ST para que la dirección visualizada se decremen-

1



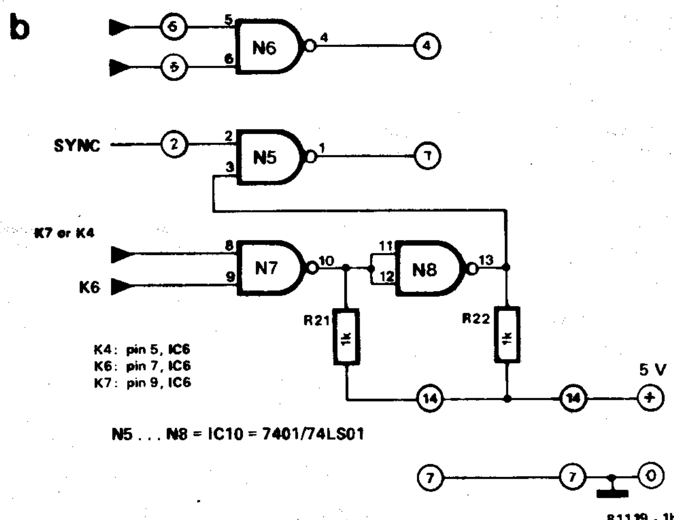


Figura 1. Circuito necesario para inhibir el funcionamiento paso a paso del ordenador cuando se encuentra sobre la zona que corresponde al programa monitor (1a), o cuando pasa a una de las dos zonas de extensión seleccionadas respectivamente por las señales K4 ó K7 y K6 (1b).

2

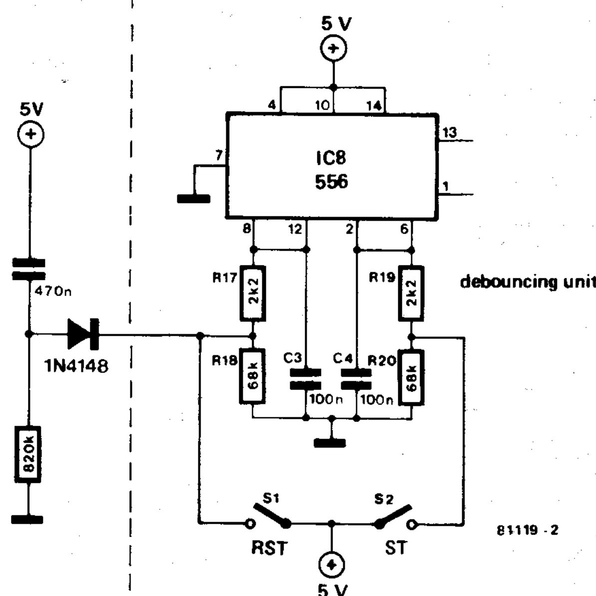


Figura 2. Tres componentes adicionales bastan para que se lance automáticamente la secuencia de RESET al aplicar tensión al Junior Computer.

te y aparezca en el display la dirección inmediatamente inferior con su contenido. Así pues, estamos en condiciones de recorrer un programa en ambos sentidos y nada nos impide seguir empleando la función DA para modificar el contenido de una u otra posición de memoria. Este procedimiento es útil para examinar el contenido del stack (direcciones Ø1FF e inferiores).

Problema 3: inicialización automática.

Una vez que el Junior Computer recibe las tensiones de alimentación, es necesario aún accionar la tecla RST para inicializar la ejecución del programa monitor. Con el circuito de la figura 2, diseñado por H. P. Diehl, podemos olvidarnos de la tecla RST para arrancar la ejecución del monitor, puesto que se efectúa automáticamente. A título práctico, aconsejaremos que los tres componentes adicionales, reflejados en la figura 2, se sitúen próximos a la tecla RST.

Problema 4: modo dirección y modo dato.

Al lanzar la ejecución del programa monitor por medio de una presión sobre la tecla RST o a través del vector NMI, después de una instrucción BRK, o en modo paso a paso, el ordenador pasa automáticamente a modo dirección (AD). En estos casos, no es necesario accionar la tecla AD en la forma indicada en los programas del libro 1. La tecla AD es únicamente indispensable cuando se abandona el modo DA para regresar al modo AD. La diferencia entre ambos modos es la siguiente:

- en modo AD, una presión sobre una tecla de datos conduce a la modificación del contenido de al menos cuatro visualizadores —siendo éstos los visualizadores de direcciones— y, eventualmente, a la alteración de los dos visualizadores de datos.
- en modo DA, se modifica exclusivamente el contenido de los dos displays de datos.

3

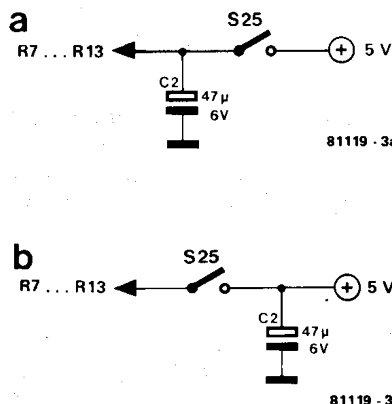


Figura 3. Para evitar que la acción sobre el interruptor del visualizador altere el contenido de la memoria RAM, es necesario modificar el conexionado de C2.

Problema 5: interruptor de visualización.

El interruptor de visualización (S25) se ocupa de la conexión y desconexión del visualizador del Junior Computer. Es muy posible, que en varias ocasiones se hayan encontrado algunos de Uds. en una embarazosa situación al caer la noche: es tarde, la jornada ha sido larga y en el ordenador tienen un programa que les gustaría proseguir al día siguiente sin necesidad de reintroducirlo a mano. No desconecten el ordenador, confórmense con desconectar el visualizador. De esta forma sus «alargadas» sesiones no tendrán un efecto nefasto en la longevidad de los displays. Cuando deseen reemprender el trabajo bastará con activar de nuevo el visualizador.

4

H \ L	Ø	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
Ø																
1																
2																
3																
4																
5																
6																
7																

81119 - 4

Figura 4. He aquí una tabla que complacerá a los poetas hexadecimales, que dispondrán ahora de la lista completa de las 128 posibles configuraciones que se obtienen con los siete segmentos.

Cabe observar, que la situación referida es un tanto forzada, ya que a estas alturas pueden disponer de una interface para cassette que les permite salvaguardar en cinta sus programas.
En algún caso (aunque rara vez) es posible que al conectar de nuevo el visualizador, las cosas no funcionen todo lo bien que cabría esperar. El condensador C2 (figura 3a) debe ser cargado en ese preciso instante y puede ocurrir que en la línea de alimentación de +5V se produzca una perturbación de catastróficas consecuencias: el contenido de la memoria RAM, que tan esmeradamente se ha conservado, es alterado total o parcialmente por la mencionada impulsión parásita. Este incidente —cuando menos desagradable— puede someter a la memoria y, cómo no, a su paciencia a una dura prueba. El remedio: llevar el punto positivo de C2 al otro extremo de S25, con lo que queda resuelto su problema.

Problema 6: algo más sobre visualización de textos en el Junior.

La figura 4 aporta una tabla complementaria del artículo sobre visualización de textos en el Junior Computer, publicado en el número 12. Se trata de una contribución de H. D. De Mulder. La tabla recoge las 128 (2^7) posibles configuraciones que permiten los siete segmentos de un display. Las configuraciones situadas sobre una misma línea horizontal corresponden a octetos, cuyos cuatro bits más significativos son idénticos, mientras que las configuraciones situadas en una misma línea vertical corresponden a octetos que comparten los cuatro bits menos significativos. Esto deriva del hecho de que para que un segmento se active es necesario que el bit correspondiente esté a cero.

Problema 7: introdución de datos.

En modo dato —obtenido al accionar la tecla DA— puede introducirse un dato en la dirección que aparece en el display en ese preciso instante. ¡Aunque, no siempre! Veamos un ejemplo:

Teclas	Visualización
RST (AD)	XXXX XX
1 E 7 C	1F7C 88
DA	1F7C 88
A B	1F7C 88

El contenido de la dirección IF7C sigue siendo 88 a pesar de la tentativa para modificarlo. Esto se debe, ni más ni menos, a que esta dirección forma parte de la EPROM que, por supuesto, no contiene mas que datos imposibles de alterar sin extraer la memoria de su emplazamiento en el sistema. Un nuevo ejemplo:

RST (AD)	XXX XX
Ø 7 B E	Ø7BE YY
DA	Ø7BE YY
2 F	Ø7BE YY
(YY≠2F)	

De nuevo, no ocurre nada; aunque esta vez, se debe a que en la versión estándar del Junio Computer tal dirección no corresponde a nada, luego, naturalmente, es imposible escribir algo. Tampoco es posible escribir en la dirección 1AD5 (RDFLAG en la PIA).

Problema 8: lectura de datos.

El programa monitor asegura la visualización de los datos en los dos displays situados a la derecha. Ocurre, en algunos casos, que la lectura de los datos es poco menos que imposible a causa de la inestabilidad de la visualización o, más correctamente, debido a la excesiva velocidad con la que desfilan los datos. Este fenómeno insólito se produce cuando se direcciona las células RDTDIS (1AD4) y RDTEN (1ADC). Durante el desarrollo del programa monitor, el contenido de la dirección visualizada se lee periódicamente y, por otra parte, sabemos que el contenido del registro de datos del temporizador se modifica constantemente, no es por tanto sorpredente la inestabilidad de los datos correspondientes a estas direcciones.

Problema 9: direcciones de la PIA (RIOT).

La totalidad del capítulo 7 del libro 2 está consagrado a la PIA. Tal vez, sea conveniente adelantar algunas precisiones al respecto. Una operación de lectura del contador de tiempo, con IRQ no autorizada, se efectúa en la dirección 1AD4: célula RDTDIS (Read Timer Disabled). La misma operación de lectura con IRQ autorizada se efectúa en la dirección 1ADC, en la célula RDTEN (Read Timer Enabled). Una operación de *lectura* de las células CNTA... CNTD y CNTE... CNTH no tiene efecto alguno sobre los modos interrupción e interrogación. Es al realizar una operación de *escritura* en una de las células cuando puede elegirse uno u otro modo.
Las diecinueve células de la PIA son accesibles a través de varias direcciones distintas. La tabla 1 de la página 71 del libro 2 muestra cómo y por qué eso es posible. Bajo AØ...A6 aparecen sendas indicaciones (X) en la primera línea de la tabla. Esto significa que para el direccionamiento de la RAM de la PIA, el estado lógico de las mencionadas líneas es indiferente; lo que es absolutamente exacto, debido a que el espacio de memoria RAM se extiende de 1AØØ a 1A7F. Las cruces que aparecen en otros lugares de la tabla son también correctas, indicando que a una misma célula corresponden una variedad de direcciones posibles. Así, por ejemplo, la línea

5

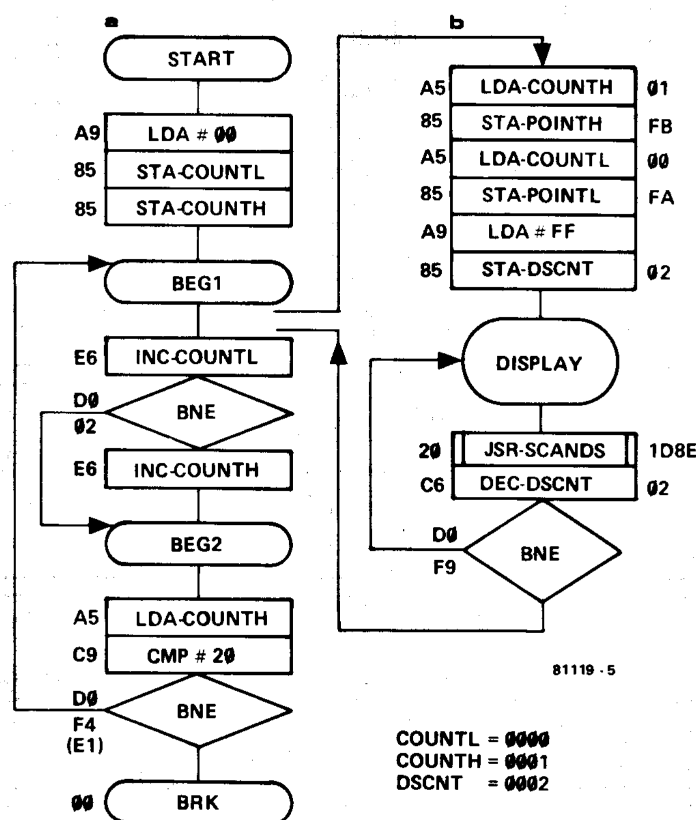


Figura 5. Diagrama de flujo del programa contador que aparece en el libro 1, modificado para visualizar la cuenta en el display.

de dirección AB puede estar indistintamente en estado lógico alto o bajo, luego toda la PIA podrá ser direccionada bajo 1A00...1AFF ó 1B00...1BFF. Veamos un nuevo ejemplo. Para el acceso al bus de comunicación exterior A (PAD), la posición de las líneas A3, A4, A5 y A6 es irrelevante. En consecuencia, PAD se hallará en las direcciones 1A80, 1A88, 1A90, 1AA0, 1AA8, etc., además de en todas las direcciones a las que se puede acceder en la página 1B. ¡Obsérven que disponemos de 32 posibles direcciones para una única y exclusiva posición de 8 bits!. Todo lo mencionado es extensivo a las restantes posiciones de la tabla según el número de cruces que, en cada caso, figuren en la línea correspondiente.
Lo dicho no es de capital importancia, sin embargo, es oportuno conocerlo. Pensemos que la situación es comparable con la de un inmueble que tuviera varias direcciones postales, o varios números en la misma calle, pero que dispusiera de un único buzón situado en la primera de las direcciones o, lo que es lo mismo, en el primer número.

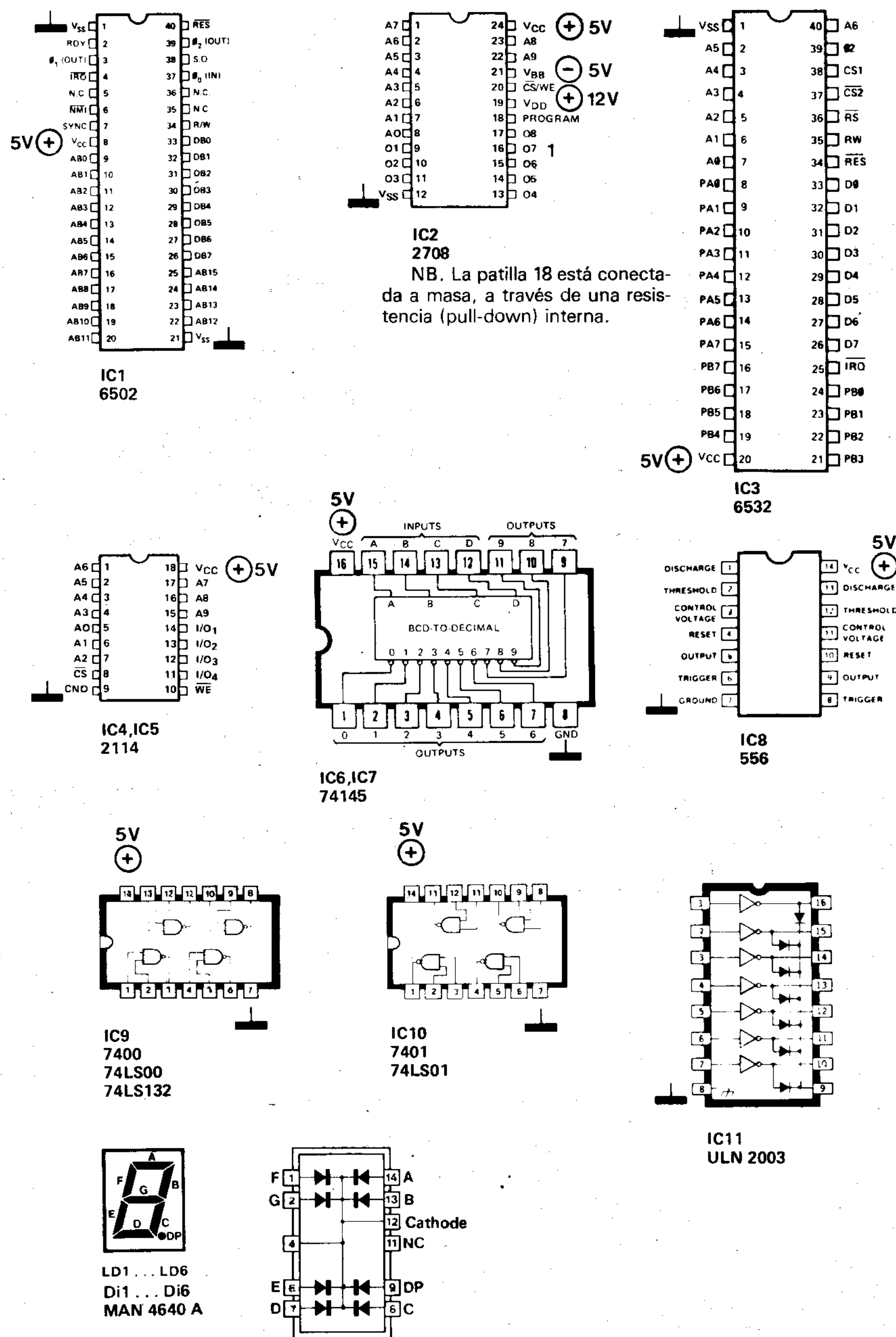


Figura 6. Distribución de patillas de los circuitos integrados utilizados en el Junior Computer, incluidos los displays.

Problema 10: direccionamiento octuplicado.

Es posible que algunos de nuestros lectores hayan observado que en la versión básica del Junior Computer, cada posición de memoria es accesible a través de ocho direcciones distintas. Esta particularidad se debe al hecho de que de los 64 k de memoria direccionable no hay mas que 8 decodificados. ¡Las líneas de direcciones A13, A14 y A15 no se utilizan y aparecen sin conexión alguna!. En definitiva, resulta que todas las páginas 0X —en donde X = 0...F— se confunden con las páginas 2X, 4X, 6X, 8X, AX, CX y EX (número de páginas que empiezan por una cifra par). Análogamente, todas las páginas 1X —en donde X = 0...F— se confunden con las páginas 3X, 5X, 9X, BX, DX y FX (números de páginas que empiezan por una cifra impar).
En el noveno apartado hemos constatado que el bus de comunicación externa A (PAD) es accesible en 32 direcciones distintas. A la luz de lo que acabamos de ver, podemos afirmar que ¡el mismo registro PAD tiene 8x32, o lo que es lo mismo 256 direcciones!.
En el artículo dedicado a la ampliación de memoria para el Junior Computer, publicado en el pasado mes de Enero, se detalló el procedimiento necesario para suprimir este direccionamiento octuplicado con el fin de hacer posible la conexión de la tarjeta RAM/EPROM.
El direccionamiento múltiple es extensivo tanto a los programas residentes (monitor, etc.), como a los programas de aplicación:

4C DF 02 (JMP 02DF)	es idéntica a AC DF E2 (JMP-E2DF)
8D 3C 03 (STA 033C)	es idéntica a 8D 3C 93 (STA 933C)
AD 0 0 F 3	(contenido de acum.): se encontrará lo mismo en la dirección 20F3: AD 2 0 F 3

Problema 11: comentarios al libro 1.

En la página 83 del libro 1 aparece un programa contador de software. Llegados a este punto del libro, el lector no conoce aún la rutina SCANDS, incluída en un capítulo posterior. Para los que ahora inician su duelo particular con el Junior Computer, la tabla 1 presenta una nueva versión del mencionado programa con la particularidad de que la cuenta aparece ahora en el visualizador.
Observen, que la presentación del programa no se efectúa a modo de secuencia de pulsaciones sobre las teclas de datos y comandos, sino de forma mucho más compacta: la primera columna se reserva a las «etiquetas», a continuación, aparecen las columnas destinadas a las direcciones, los datos y los códigos de operación y la columna siguiente está ocupada por los «mnemónicos» (códigos de operación en lenguaje simbólico); normalmente en la última columna se hacen algunos comentarios.
Como observación final, apuntaremos que no es necesario, o en todo caso indispensable, añadir la letra Z al mnemónico de una instrucción de direccionamiento en página cero; de hecho, nosotros la omitimos a menudo.

Problema 12: el J.C. en el taller...

...O el taller del Junior Computer. Sabemos que a estas alturas se han construído

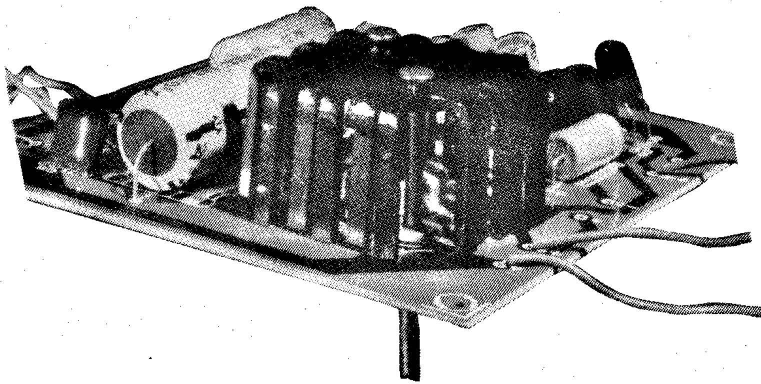


Figura 7. Vista aérea del OVNI que aterrizó en la puerta de Elektor, visto desde el «Este»... a una distancia prudencial.

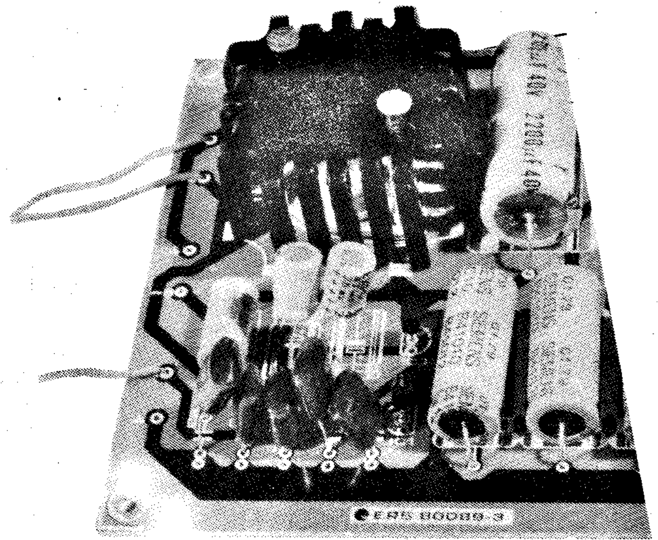


Figura 8. El mismo objeto misterioso visto desde el «Sur-Oeste».

```
START    0210 A9 00       LDA #00
         0212 85 00       STAZ-COUNTL
         0214 85 01       STAZ-COUNTH
BEG1     0216 A5 01       LDAZ-COUNTH
         0218 85 FB       STAZ-POINTH
         021A A5 00       LDAZ-COUNTL
         021C 85 FA       STAZ-POINTL
         021E A9 FF       LDA # FF
         0220 85 02       STAZ-DSCNT
DISPLAY  0222 20 8E 1D    JSR-SCANDS
         0225 C6 02       DECZ-DSCNT
         0227 D0 F9       BNE DISPLAY
         0229 E6 00       INCZ-COUNTL
         022B D0 02       BNE BEG2
         022D E6 01       INCZ-COUNTH
BEG2     022F A5 01       LDAZ-COUNTH
         0231 C9 20       CMP # 20
         0233 D0 E1       BNE BEG1
         0235 00          BRK
         1A7E 00          vector IRQ
         1A7F 1C
```

Tabla 1. He aquí el programa en su versión mejorada. El contador de software de la página 83 del libro 1 se convierte en visual. Hay un procedimiento para mejorarlo más: sustituir en la dirección 0222 la instrucción JSR-SCANDS (20 8E 1D) por la instrucción JSR-SCAND (20 88 1D) con lo que veremos aparecer en el display el contenido de las direcciones 0000...1FFF. Ahora, este contador elemental puede ser muy útil, al permitirnos recorrer automáticamente una zona de memoria.

varios kilo-Junior-Computer y, dato importante: el número de montajes con algún problema de funcionamiento es ínfimo. No cabe duda, de que algún Junior (por ejemplo, el representado en las figuras 7 y 8) se ha mostrado reacio a revelar al usuario su talla de ordenador al accionar el interruptor de alimentación por vez primera. Veamos... ¿Observan algún artilugio vagamente conocido en las figuras 7 y 8? ¿Es tal vez un OVNI...? Ajuste sus lentes y observe de nuevo con atención. ¿Un monstruo quizás...? ¡Sin comentarios!. Es, ni más ni menos, que la fuente de alimentación del Junior Computer aunque, eso sí, con mucho «arte» acumulado. El montaje en cuestión no procede de ningún museo de arte moderno, sino de uno de nuestros lectores. Ciertamente, el autor de esta obra de bricolage ha colocado el radiador del LM 309 con cierta lógica: el calor asciende —se dijo, siguiendo las leyes termodinámicas— luego el elemento refrigerador corre peligro de ascender también. Solución: lo sujeto sólidamente a la tarjeta de circuito impreso y, ¿por qué no?, lo sueldo además a la tarjeta para evitar posibles problemas de vuelos. Después de lo visto, creemos necesario aclarar que el método aplicado por este lector es absolutamente ajeno a nuestras indicaciones de montaje.

Volvamos a temas más serios. Un punto de comprobación del correcto funcionamiento del reloj (con el osciloscopio) lo tenemos en el ánodo de D1 y en las patillas 37 de IC1. Si tocamos este punto con la mano perturbaremos el funcionamiento del Junior Computer (capacidad parásita). No nos queda más que desconectar el equipo para que, al conectarlo de nuevo, arranque funcionando correctamente, si el circuito de reloj no presenta problema alguno.

Una buena señal de reloj da lugar a sendas señales Φ1 y Φ2 con un desfase tal que en ningún caso existirá superposición entre ambas. Esto es, Φ1 y Φ2 jamás estarán simultáneamente a un mismo nivel lógico 0 ó 1. En algún caso, pueden suponerse problemas de adecuación entre el cuarzo de 1 MHz y la CPU 6502 utilizada que puede dar origen a una superposición de las fases Φ 1 y Φ 2. Para solventar este inconveniente se modificará el valor del C1 a 6p8.

Ya que hablamos de modificaciones a nivel de componentes, veamos algunos consejos al respecto. Para desoldar los componentes conviene descartar tanto la perilla como la trenza desoldadora. En efecto, las manipulaciones con el soldador, la perilla y la trenza conducen inevitablemente a la destrucción irreversible de las pistas de cobre. El método más recomendable es el que describimos a continuación. Los componentes caros (circuitos integrados) se montarán sobre zócalos, con lo que evitaremos su posible destrucción en el caso de que hubiese que sustituirlos. Los restantes componentes, dado su precio reducido, pueden ser elementos a sacrificar en el posible caso de que debamos sustituirlos. Para ello, cortaremos las patillas a desoldar a ras del cuerpo del componente, de tal forma que pueda cogerse el resto de la patilla cortada con una pinza y extraerla aplicando el soldador sobre el punto de soldadura, o mejor aún, contra la patilla misma en el lado de componentes. Podemos garantizar, que este procedimiento no supone riesgo alguno para las pistas de cobre, incluso para las más finas. Desconfíen de las arandelas y tuercas metálicas de S24 y S25, así como de todos los accesorios metálicos en general. Los cortocircuitos pueden tener consecuencias imprevisibles. Será preferible, por lo tanto, recurrir a accesorios plásticos.

9

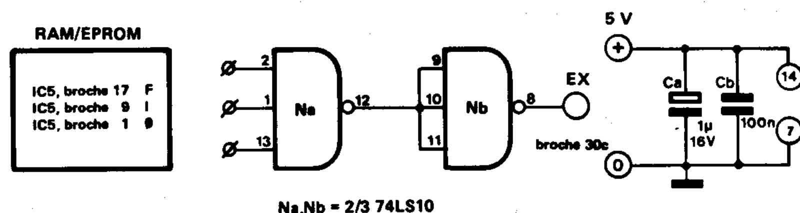


Figura 9. Nuevo montaje, necesario cuando se desea conectar directamente una tarjeta RAM/EPROM a la tarjeta base del Junior Computer. La conexión con el punto F no es necesaria si los vectores NMI, RES e IRQ deben estar localizados en una EPROM de la tarjeta RAM/EPROM.

Al conectar al Junior Computer la tarjeta de interface, publicada en los números 16 y 17, es necesario alterar el valor de la resistencia R5 de 4K7 a 470 ohmios. Como contrapartida, se obtendrá una mejora de flancos en la señal RAM-R/W. Así mismo, es aconsejable aplicar idéntica modificación a las resistencias R14, R15 y R16, con lo que se tendrá una sustancial mejora en los flancos y niveles de las señales de selección de los chips EPROM, PIA y RAM.

Problema 13: las ampliaciones.

Algunos lectores han optado por conectar directamente la tarjeta de RAM/EPROM al Junior Computer. Esta solución provisional presenta ciertas dificultades, habida cuenta de que los buses de direcciones y datos del Junior en su versión de base no están tamponados. La cuestión se solventa de forma inmejorable por medio de la tarjeta de interface, al estar dotada de los adecuados excitadores (buffers) para los citados buses. La misma tarjeta de interface posee un conector de ampliación, concebido para el crecimiento del Junior al asociar al mismo la tarjeta de bus publicada en el mes de octubre; ésta puede recibir hasta cinco tarjetas RAM/EPROM. Recordemos que el software para el interface cassette e impresora ocupa una parte del espacio de memoria RAM/EPROM disponible sobre la citada tarjeta, permaneciendo el resto a disposición del usuario.
Un lector, el Sr. De Müller, nos ha hecho llegar una solución elegante para resolver el problema que supone la conexión directa de una tarjeta RAM/EPROM al Junior Computer. Para este cometido utiliza dos o tres señales de salida, entregadas por el decodificador principal de direcciones IC5, situado en la tarjeta RAM/EPROM. El circuito de la figura 9 proporciona una señal EX de nivel lógico bajo en el caso en el que la salida 1 sea baja (4K:1ØØØ...1FFF) o en el caso en el que la salida Ø sea baja (4K:ØØØØ...ØFFF). En el circuito de la tarjeta básica, el punto D debe conectarse al EX. En la figura 10 aparece el diseño de un pequeño circuito impreso, realizado a tal objeto por el mencionado lector. Puede colocarse al lado o debajo de IC5 en la tarjeta RAM/EPROM. Si los vectores NMI, RES e IRQ deben estar localizados en la EPROM de la tarjeta RAM/EPROM se puede prescindir de la conexión del punto F.

10

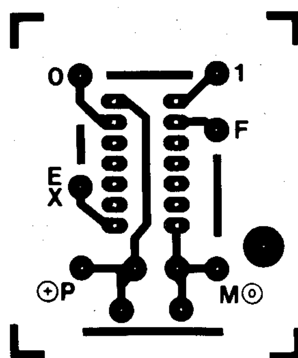


Figura 10. Diseño del circuito impreso (lado cobre) para el montaje representado en la figura 9.

Problema 14: paso a paso.

Gracias al método paso a paso, o lo que es lo mismo, a la ejecución una a una de las instrucciones, con retorno al monitor después de la ejecución sucesiva de cada una de ellas, podemos verificar el contenido de cualquier posición interna después de cada ejecución. Es posible, así mismo, modificar el programa en curso de ejecución por medio de una o varias operaciones de escritura. Veamos un ejemplo ilustrativo basado en el programa de adición de la página 67 del libro 1:

```
ØlØØ 18          CLC
Ø1Ø1 A9  13      LDA # 13
Ø1Ø3 69  Ø8      ADC # Ø8
Ø1Ø5 ØØ          BRK
1A7A ØØ          vector NMI
1A7B 1C
1A7E ØØ          vector IRQ
1A7F 1C
(STEP : ON)
```

```
AD Ø 1 Ø Ø GO  Ø1Ø1 A9
GO             Ø1Ø3 69
AD Ø Ø F 1     ØØF1 24  (C=Ø)
DA 2 5         ØØF1 25  (C=1)
PC             Ø1Ø3 69
GO             Ø1Ø5 ØØ
GO             Ø1Ø7 XX
AD Ø Ø F 3     ØØF3 1C
```

En el instante anterior a la ejecución de la instrucción ADC, el indicador de acarreo (C) se lleva a estado lógico 1 (el indicador de acarreo C es el bit situado más a la derecha del registro P que se hallará en la dirección ØØF1). En estas condiciones y después de la adición ADC, el resultado final se incrementará en una unidad (1C en lugar de 1D) respecto al que se obtendría de no intervenir en el referido indicador.

Problema 15: BRK — caso particular.

Cuando se interrumpe un programa por medio de la instrucción BRK (interrupción por software) la visualización resultante, después de ejectuada la instrucción, muestra una dirección situada habitualmente dos posiciones por delante de la ocupada por la propia BRK. Claro está que damos por sentado que el vector IRQ apunta hacia el monitor.
Esta particularidad, es objeto de atención en un pequeño párrafo incluido al final del próximo libro 2 dedicado al Junior Computer. El detalle comentado puede sernos muy útil. El siguiente ejemplo basado en el programa de la página 62 del libro 1 lo evidencia con claridad:

```
Ø2ØØ 18           CLC
Ø2Ø1 A9  Ø3       LDA # Ø3
Ø2Ø3 69  Ø7       ADC # Ø7
Ø2Ø5 8D  ØA  Ø2   STA-Ø2ØA
Ø2Ø8 ØØ           BRK
1A7E ØØ           vector IRQ
1A7F 1C
```

Al detenerse la ejecución del programa, nos encontraremos automáticamente con el resultado de la adición en el display. La instrucción BRK está en Ø2Ø8 y, astutamente, se ha tomado como dirección de destino del resultado Ø2ØA. ¿Me siguen?...